

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Controlo de Iluminação Usando Interruptores sem Alimentação

Luís Filipe Magalhães Gomes

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Paulo José Lopes Machado Portugal

Co-orientador: Joaquim Gabriel Magalhães Mendes

Outubro de 2015

**MIEEC - MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA
ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES**

2014/2015

A Dissertação intitulada

“Controlo de Iluminação Usando Interruptores sem Alimentação”

foi aprovada em provas realizadas em 21-10-2015

o júri



Presidente Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor José Alberto Gouveia Fonseca
Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Paulo José Lopes Machado Portugal
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Luís Filipe Magalhães Gomes

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

A constante evolução tecnológica tem permitido uma redução do tamanho e do consumo energético dos dispositivos eletrónicos atuais. O aproveitamento dos diferentes tipos de energia, ainda que feito em pequenas quantidades, é hoje em dia suficiente para satisfazer as necessidades energéticas de alguns dispositivos eletrónicos. Este aproveitamento energético, juntamente com a utilização de comunicações sem fios, permite o desenvolvimento de dispositivos portáteis, de fácil instalação e energeticamente autossuficientes.

O objetivo da presente dissertação é desenvolver um interruptor que recorre ao conceito de energy harvesting para enviar um sinal de comando através de uma rede sem fios, permitindo ligar ou desligar uma carga. Neste caso em concreto, pretende-se desenvolver um interruptor que será utilizado numa habitação e que servirá para controlar um ponto de luz.

De forma a garantir a portabilidade e independência energética do interruptor, foi necessário transformar em energia elétrica um dos diferentes tipos de energia disponíveis no meio envolvente ao interruptor. Assim, e tendo em conta os requisitos e restrições definidos para este projeto, determinou-se que a piezoelectricidade e a indução eletromagnética seriam as formas de energy harvesting mais indicadas, entre todas as que foram analisadas. Para a escolha do tipo de energy harvesting realizou-se inicialmente um estudo mais aprofundado sobre a indução eletromagnética, onde foi elaborado um modelo matemático. No entanto, por limitações económicas e tecnológicas, não foi possível fabricar o modelo proposto. Como alternativa, foram realizadas diversas experiências com os transdutores piezoelétricos e de indução eletromagnética já existentes no laboratório, de forma a determinar um valor aproximado da energia produzida por estes transdutores.

De forma análoga, analisaram-se também os diferentes tipos de redes sem fio e a metodologia de envio do sinal de controlo. A radiofrequência foi o tipo escolhido para esta aplicação. A metodologia utilizada consiste em codificar e modular um sinal previamente definido, que será posteriormente decodificado pelo recetor. Considerando o envio do sinal de controlo foram analisados dois módulos. Esta análise permitiu determinar os consumos de cada módulo e escolher qual o transdutor mais adequado para a sua alimentação.

Para finalizar a arquitetura dimensionou-se um circuito de alimentação para o módulo recetor e para o circuito de iluminação.

Após a implementação da arquitetura proposta, verificou-se o correto funcionamento do interruptor, tendo sido validados os requisitos propostos.

Abstract

The persevering technology evolution has allowed a size and energy consumption reduction of the nowadays electronics. The harvesting of different energy types, even if done in small portions, is enough to guarantee the energy dependence of certain electronic circuits. Together with the utilization of wireless communications, the energy harvesting allow the production of portable, easy to assemble and self-powered devices.

This thesis objective is to develop a powerless switch to send a signal through a wireless network, to turn on or off a load. In this particular case, it is intended to develop a switch that will be used inside a house to control a light.

To assure the portability and the energy independence of the switch, it was necessary to transform in electrical energy one of the different types of energy in the surrounding environment. Therefore, and considering the requirements and restrictions of this project, it was decided that the piezoelectricity and the electromagnetic induction were the most suitable types of energy harvesting, between the types that were analysed. At first, to choose the type of energy harvesting it was made a deeper study about electromagnetics induction, where it was done a mathematical model. However, the economic and technologic limitations did not allowed the production. Instead, there were made several experiences with piezoelectric and electromagnetic induction transducers, already owned by the university, to find the value of the electric energy produced by these.

Analogously, were analysed the different types of wireless networks and methodologies used to send the command signal. The radiofrequency was the chosen type in this particular case. The chosen methodology encodes and modulates a pre-defined signal, which will be decoded by the receiver. To send the command signal were analysed two different modules. This allowed to determine both modules consumption and choose the suitable transducer.

To end the architecture of the system, it was necessary to project the power supply to the receiver module and to the load.

After the implementation of the architecture, it was verified the correct behaviour of the switch, where it was checked the proposed requirements.

Agradecimentos

Gostava de agradecer ao meu orientador, Paulo Portugal, e ao meu co-orientador, Joaquim Gabriel, por terem sugerido um tema aliciante e cheio de possibilidades. Pela orientação, apoio e total disponibilidade demonstrada ao longo deste projeto.

Aos meus pais e à Luísa, pelo amor, confiança e apoio que sempre me deram durante o meu percurso académico.

Ao Fernando Cunha, pelo apoio incondicional e constante durante esta dissertação, tornando-me num melhor engenheiro e numa melhor pessoa.

Aos professores Luís Almeida, Aníbal Matos, Paulo Sá e Adriano Carvalho, por terem sido um alicerce importante na minha formação académica, que me ajudou a concluir este trabalho com sucesso.

Luís Gomes

*“A mente que se abre a uma nova ideia
nunca mais volta ao seu tamanho original”*

Albert Einstein

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Estrutura do Documento	2
2	Estado da arte	3
2.1	Introdução	3
2.2	Energy Harvesting	3
2.2.1	Energia Solar	4
2.2.2	Energia Termica	4
2.2.3	Piezoeletricidade	5
2.2.4	Indução eletromagnética	5
2.3	Comunicação sem fios	6
2.3.1	Frequências admitidas	7
2.3.2	Metodologias de envio da informação	8
2.4	Produtos comercializados	9
3	Arquitetura do Sistema	11
3.1	Introdução	11
3.2	Análise de Requisitos	11
3.2.1	Requisitos funcionais	12
3.2.2	Requisitos não funcionais	12
3.3	Arquitetura do sistema	13
3.4	Transdutores de energy harvesting	14
3.4.1	Modelo matemático de um transdutor de indução eletromagnética	14
3.4.2	Piezoeletricidade	23
3.4.3	Indução eletromagnética	26
3.5	Módulos de comunicação	35
3.5.1	<i>Jolly Line[®] Security Kit</i>	36
3.5.2	<i>Linx Techonologies[®] LR 433MHz</i>	39
3.6	Conclusão	41
4	Implementação	43
4.1	Introdução	43
4.2	Condições de alimentação	43
4.2.1	Condições de alimentação do emissor	43
4.2.2	Condições de alimentação do recetor	44
4.3	Conclusão	53

5	Validação experiemetal	55
5.1	Introdução	55
5.2	Teste Funcional	55
5.3	Orçamento do sistema	56
5.4	Validação dos requisitos	57
5.5	Conclusão	58
6	Conclusões e trabalho futuro	61
6.1	Conclusões	61
6.2	Trabalho futuro	62
	Referências	63

Lista de Figuras

3.1	Arquitetura do sistema	13
3.2	Linhas de campo magnético provenientes de um íman	15
3.3	Circuito magnético para concentrar as linhas de campo	16
3.4	Curva característica da indução magnética de um íman	17
3.5	Circuito magnético com rotação de uma bobina no entreferro	18
3.6	Corte horizontal na lateral de uma bobina cilíndrica	19
3.7	Diagrama de blocos para o calculo da indução	20
3.8	Diagrama de blocos para o calculo da potencial elétrico produzido	22
3.9	Potencial elétrico gerado pelo circuito magnético	23
3.10	Circuito <i>Multisim</i> [®] para o teste da energia produzida	23
3.11	Elemento Piezoelétrico 50mm	24
3.12	Circuito de testes do elemento piezoelétrico	24
3.13	Teste de energia máxima com elemento piezoelétrico	25
3.14	Constituintes internos de um altifalante	27
3.15	Modelo elétrico do altifalante	27
3.16	Potencial elétrico gerado por um altifalante	28
3.17	Energia máxima produzida por um altifalante	28
3.18	Componentes internos de um dínamo	29
3.19	Potencial elétrico do dínamo	30
3.20	Teste de energia máxima com dínamo	30
3.21	Modelo elétrico do dínamo com retificação	31
3.22	Potencial elétrico do dínamo após retificação com carga associada	31
3.23	Comparação da energia produzida pelo dínamo com diferentes cargas	32
3.24	Comparação da energia produzida pelo dínamo para a mesma carga, com diferentes forças	33
3.25	Transdutor de indução eletromagnética ECO200	33
3.26	Potencial elétrico gerado pelo transdutor ECO200 com uma carga de 150Ω	34
3.27	Comparação da energia produzida pelo transdutor ECO200 com diferentes cargas	35
3.28	Kit Jolly Line 433MHz	36
3.29	Circuitos internos do Kit <i>Jolly Line</i> [®] 433MHz	37
3.30	Sinal de envio <i>Kit Jolly</i> [®] Line 433MHz	37
3.31	Consumos associados ao envio do sinal do Kit <i>Jolly Line</i> [®] 433MHz	38
3.32	Recorte da figura 3.31 para análise do consumo de energia	38
3.33	Energia necessária para o envio do sinal com o Kit <i>Jolly Line</i> [®] 433MHz	39
3.34	Módulos <i>Linx Technologies</i> [®] LR 433MHz	39
3.35	Sinal de envio módulos <i>Linx Technologies</i> [®] LR 433MHz	40
3.36	Consumos associados ao envio do sinal dos módulos <i>Linx Technologies</i> [®] LR 433MHz	40

3.37	Energia necessária para o envio do sinal dos módulos <i>Linx Technologies</i> ® LR 433MHz	41
4.1	Circuito condicionador da alimentação do emissor	44
4.2	Divisor de tensão com díodo <i>zener</i>	44
4.3	Divisor de tensão de uma fonte capacitiva	45
4.4	Circuito de controlo da iluminação	46
4.5	Circuito simulado para uma fonte resistiva com retificação de onda completa . . .	48
4.6	Circuito simulado para uma fonte resistiva com retificação de meia onda	49
4.7	Circuito simulado para uma fonte capacitiva com retificação de onda completa . .	51
4.8	Circuito simulado para uma fonte capacitiva com retificação de meia onda	52
4.9	Arquitetura final do sistema	53
5.1	Montagem em breadboard do circuito recetor com carga acoplada	56
5.2	Montagem em breadboard do circuito emissor com o elemento de EH	56
5.3	Teste funcional ao interruptor	56
5.4	Força mínima necessária para o envio do sinal de comando	58

Lista de Tabelas

3.1	Requisitos funcionais	12
3.2	Requisitos não funcionais	13
3.3	Indução eletromagnética obtida	19
3.4	Número de espiras	20
3.5	Energia armazenada no condensador	22
3.6	Energia produzida pelo transdutor piezoelétrico quando submetido a 9.8N	25
3.7	Energia produzida pelo transdutor piezoelétrico quando submetido a diferentes forças	26
3.8	Energia produzida pelo dínamo quando submetido a 19.6N	32
3.9	Energia produzida pelo dínamo quando submetido a diferentes forças	33
3.10	Energia produzida pelo transdutor ECO200	35
4.1	Dimensionamento da fonte resistiva com retificação de onda completa	47
4.2	P_{joule} da fonte resistiva com retificação de onda completa	48
4.3	Orçamento da fonte resistiva com retificação de onda completa dimensionada . .	49
4.4	Dimensionamento e P_{joule} da fonte resistiva com retificação de meia onda	49
4.5	Orçamento da fonte resistiva com retificação de meia onda dimensionada	50
4.6	Dimensionamento e P_{joule} da fonte capacitiva com retificação de onda completa .	51
4.7	Orçamento da fonte capacitiva com retificação de onda completa dimensionada .	51
4.8	Dimensionamento e P_{joule} da fonte capacitiva com retificação de meia onda . . .	52
4.9	Orçamento da fonte capacitiva com retificação de meia onda dimensionada . . .	52
4.10	Comparação do custo de implementação das diversas fontes analisadas	53
5.1	Custos das partes constituintes do projeto	57

Abreviaturas e Símbolos

Abreviaturas

EH	<i>Energy Harvesting</i>
EPZ	Efeito Piezoeletrico
MPZ	Materiais Piezoeletricos
IEM	Indução Eletromagnética
RF	Radiofrequência
ISM	Industrial, Científica e Médica
RQF	Requisitos Funcionais
RQNF	Requisitos Não Funcionais
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada

Símbolos

G_x	<i>Giga</i>
K_x	<i>Kilo</i>
c_x	centímetro
m_x	<i>mili</i>
μ_x	<i>micro</i>
n_x	<i>nano</i>
g	grama
m	metro
s	segundo
Hz	<i>Hertz</i>
A	<i>Ampere</i>
V	<i>Volt</i>
N	<i>Newton</i>
J	<i>Joule</i>
W	<i>Watt</i>
Ω	Ohm

Capítulo 1

Introdução

O presente capítulo tem como objetivo introduzir o trabalho realizado no decorrer desta dissertação. É inicialmente apresentada a motivação do tema em estudo - Controlo de iluminação usando interruptores sem alimentação, continuando com uma descrição sintética do sistema e dos objetivos propostos. Por último expõe-se uma descrição completa da estrutura do documento.

1.1 Motivação

Considerando a evolução da tecnologia nos últimos anos, têm sido aplicados diversos esforços no sentido de tornar os dispositivos eletrónicos mais pequenos, transportáveis e mais autossuficientes. Sendo o objetivo da presente dissertação o desenvolvimento de um interruptor capaz de ligar ou desligar um circuito de iluminação, enviando um sinal de comando através de uma rede sem fios, sem a necessidade de qualquer tipo de alimentação, verifica-se um encaminhamento tecnológico em direção à evolução. A grande vantagem deste projeto é o reaproveitamento da energia utilizada ao pressionar o interruptor para enviar o sinal de comando. Uma segunda característica é a alta mobilidade e a eliminação da passagem interna de cabos que interligam o interruptor à iluminação. Com isto, estes dispositivos tornam-se vantajosos em termos de autonomia, mobilidade e instalação.

1.2 Objetivos

O objetivo desta dissertação é desenvolver um dispositivo portátil e energeticamente autónomo capaz de enviar um sinal de comando através uma rede sem fios, aproveitando apenas a pressão exercida no interruptor. Este comando vai indicar ao circuito de alimentação se deve ligar ou desligar a luz. O dispositivo tem de ser de fácil utilização, mecanicamente robusto e com uma relação qualidade/preço apelativa. Objetivamente, os objetivos propostos para esta dissertação são os seguintes:

- Análise teórica e prática das várias tecnologias relacionadas com energy harvesting - EH;

- Utilizar de uma rede sem fios para ligar ou desligar o circuito de iluminação;
- Escolha do circuito de alimentação mais favorável à aplicação;
- Prototipagem dos circuitos necessários para a prova de conceito;
- Criar um dispositivo de fácil montagem e utilização;
- Capaz de suportar as potências mais comuns associadas aos circuitos de iluminação das habitações.

1.3 Estrutura do Documento

O presente documento vai abordar os vários conceitos constituintes da construção de um equipamento de controlo de iluminação sem alimentação, estando estes divididos nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 1 - Introdução.** Introdução e contextualização do projeto desenvolvido. Este capítulo aborda a motivação para a realização desta dissertação, os objetivos propostos e a organização do documento;
- **Capítulo 2 - Estado da arte.** Neste capítulo é realizada uma análise teórica de algumas tecnologias de EH, são abordados os tipos de comunicação sem fios, as gamas de frequências admitidas em cada região e quais as possíveis soluções para o envio do sinal de comando. Realizou-se também um estudo do mercado relacionado com produtos semelhantes ao proposto desenvolver;
- **Capítulo 3 - Arquitetura do sistema.** São referidos os requisitos do projeto, aprofundando os objetivos e clarificando o seu propósito. Apresenta-se a arquitetura do sistema e é desenvolvida uma análise prática sobre os elementos de EH que mais se adequam ao desenvolvimento do projeto, a piezoelectricidade e a indução eletromagnética - IEM, realizando uma análise mais pormenorizada sobre o segundo tipo com recurso a um modelo matemático;
- **Capítulo 4 - Implementação.** Após a escolha do equipamento para o envio do sinal de comando, define-se qual o equipamento de EH que cumpre os requisitos propostos e apresenta-se o circuito de alimentação utilizado para ambos os lados da comunicação;
- **Capítulo 5 - Validação experimental.** Neste capítulo pretende-se validar os requisitos propostos inicialmente, demonstrando o correto funcionamento do equipamento desenvolvido. Apresenta-se o orçamento final assim como os circuitos de prototipagem desenvolvidos;
- **Capítulo 6 - Conclusões e trabalho futuro.** Discussão dos resultados globais, que incluem as conclusões mais relevantes desta dissertação. Por último, é enumerada uma série de sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Estado da arte

2.1 Introdução

Neste capítulo vão ser apresentadas as análises relativas aos vários conceitos abordados nesta dissertação. São inicialmente discutidos alguns tipos de EH, seguindo-se uma abordagem aos tipos de comunicação em redes sem fios, às gamas de frequência permitidas e de possíveis soluções para o envio do sinal que vai comutar a carga. Por último, uma procura de produtos com funcionalidades semelhantes, já desenvolvidos.

2.2 Energy Harvesting

EH é um conceito que data os tempos dos moinhos de vento e das rodas de água onde se aproveitavam estes dois tipos de energias provenientes da natureza para realizar as tarefas do quotidiano. Atualmente, este conceito é mais visível pelo facto das tecnologias de extração da energia terem sofrido uma evolução bastante significativa, permitindo converter em energia elétrica outras fontes de energia, como por exemplo a energia solar, térmica, IEM e aproveitando a vibração dos materiais piezoelétricos - MPZ [1, 2]. Este conceito é também reconhecido como energy scavenging, um processo que aproveita a energia existente no ambiente próximo, armazenando-a na forma de tensão elétrica para posteriormente ser utilizada [3]. No entanto, apesar destas fontes de energia estarem presentes em abundância, a percentagem de energia aproveitada é relativamente pequena, o que dificulta a sua utilização. Contudo, devido à evolução tecnológica neste campo da engenharia, cada vez mais é possível armazenar estas pequenas quantidades de energia e utilizá-las em circuitos de baixo consumo [4]. Um equipamento que seja alimentado com este conceito pode ser colocado em sítios estratégicos e de baixa acessibilidade ajudando assim a uma monitorização contínua. A quantidade de energia disponível vai depender da fonte de energia utilizada.

As subsecções seguintes descrevem as principais fontes de energia que podem ser convertidas em energia elétrica.

2.2.1 Energia Solar

O fenómeno que está por detrás deste tipo de energia é o efeito fotovoltaico, descoberto por Edmond Becquerel, que consiste no aparecimento de uma tensão elétrica nos extremos de um material semicondutor, produzido pela reação química do material à absorção de luz. Ao receber o feixe de luz, os eletrões da última camada absorvem a energia fornecida e soltam-se do átomo ficando livres e excitados. Este efeito gera uma força eletromotriz convertendo energia solar em energia elétrica. Este tipo de energia pode aproveitar-se sem produzir ruído nem poluição. Esta tecnologia tem algumas limitações físicas, como é o caso de apenas uma parcela do espectro do sol ser capaz de excitar os eletrões e a incapacidade de um fóton excitar mais do que um eletrão [5]. Ao considerarmos toda a extensão do espectro solar, verifica-se que, os painéis desenvolvidos até ao momento, só são capazes de absorver e aproveitar aproximadamente 28% do espectro do sol [6]. A tecnologia atual para a recolha da energia solar são as células fotovoltaicas de silício pois são as mais sensíveis a luz, de fácil construção e apresentam um boa relação desempenho/custo [1]. No entanto, fatores como a quantidade de luz solar por dia, períodos de nuvens densas ou até a neve afetam o rendimento destes painéis e têm de ser considerados em cada caso de construção [7]. Muitos destes sistemas servem apenas para alimentar diretamente os equipamentos a que eles estão ligados, mas atualmente têm existido um esforço para desenvolver sistemas de múltiplas fontes de energia, permitindo armazenar a energia suplementar produzida pelo painel solar em baterias recarregáveis. Existem hoje em dia dispositivos capazes de registar a radiação solar ao longo do ano, em diferentes pontos do planeta, sendo assim capaz de determinar a energia incidente em cada local. Sendo referida esta energia no sistema internacional como watt por metro quadrado, Portugal recebe aproximadamente $5700 \text{ Wh/m}^2/\text{dia}$ [8]. “A superfície da Terra recebe anualmente $1,5 \times 10^8 \text{ KWh}$ de energia solar, o que corresponde a 10.000 vezes o consumo mundial de energia neste período.” [5].

2.2.2 Energia Termica

A extração de energia elétrica a partir de calor apareceu pela primeira vez no sec. XIX, em 1822, com a descoberta do efeito Seebeck quando Thomas Johann Seebeck descobriu que na presença de dois metais com duas temperaturas diferentes, uma agulha de compasso se deformava devido ao campo eletromagnético resultante [9]. Este efeito foi posteriormente estudado por outros físicos originando outras descobertas. O francês Jean Peltier elaborou o conceito de arrefecimento e também Thomson conseguiu definir uma expressão para prever a quantidade de produção de calor quando uma corrente atravessa um determinado condutor. Foram estes 3 efeitos combinados que deram origem à terminação efeito termoelétrico. O primeiro método de gerar energia elétrica usando o efeito termoelétrico apareceu com Lawrence [9, 10] que aproveitou a diferença de calor já existente entre o ar e o solo. Geradores termoelétricos de estado sólido demonstram ter boas características, como por exemplo, tempo de vida alargado, baixa manutenção e grande fiabilidade. Contudo, devido aos baixos rendimentos e custos elevados, estes equipamentos são pouco utilizados [1]. Atualmente, a evolução dos geradores termoelétricos passa por desenvolver novos

materiais capazes de criar uma maior variação da temperatura ao longo do material. A estes geradores chamam-se segmentos termoeletrônicos acoplados pois têm vários materiais termoeletrônicos compostos acoplados uns aos outros [10]. Contudo, apesar de todo o investimento nestes geradores termoeletrônicos, o rendimento máximo calculado é aproximadamente 15%. Este rendimento deriva das altas perdas relacionadas com a junção dos materiais constituintes.

2.2.3 Piezoelectricidade

Em 1880, Jacques e Pierre Curie descobriram um mineral que quando sujeito a uma força mecânica gera uma tensão elétrica. A este efeito foi posteriormente chamado de efeito piezoeletrico - EPZ. Analogamente, descobriram que caso expusessem o mineral a um campo elétrico este sofria de uma deformação elástica, considerando-o como o EPZ inverso [11]. A construção dos MPZ é um processo em que o material é submetido a uma polarização, definindo a orientação dos seus polos. Submetendo o material a uma deformação compressiva na direção da polarização, a tensão elétrica gerada é positiva. Ao libertar a pressão exercida este reage no sentido inverso, produzindo uma tensão negativa, demonstrando o EPZ. O EPZ inverso pode ser observado ao submeter o material a uma diferença de potencial com a mesma polaridade, verificando-se uma elongação do mesmo, ou caso a polaridade seja inversa a uma compressão [12]. Realizando uma correlação entre os dois efeitos presentes neste tipo de materiais, relacionam-se aplicações de sensorização ao EPZ e aplicações com atuadores de alta precisão ou geração de ultrassons ao EPZ inverso. Tendo em conta as suas propriedades físicas, os MPZ têm sido dos materiais mais utilizados em algumas áreas de investigação e desenvolvimento no tema de EH. Existem mais de 200 MPZ que podem ser usados em circuitos de EH, mas com a evolução e a descoberta de novos materiais, o cerâmico *lead-zirconate-titan* é considerado como o melhor material cerâmico e consequentemente o mais utilizado em projetos de EH. A sua grande eficiência, resistividade térmica, robustez física, inércia química e imunidade a qualquer tipo de influência atmosférica é uma grande vantagem relativamente a outros materiais [11, 12]. Outra grande vantagem destes materiais é a sua produção a um custo reduzido. Os MPZ podem ser utilizados em qualquer sistema, realizando funções de geradores, sensores ou atuadores. No caso concreto de EH estes materiais são utilizados como geradores. Para que se consiga utilizar estes materiais como geradores é necessário submetê-los ao EPZ, exercendo uma pressão sobre o mesmo. Tipicamente, a diferença de potencial gerada por um material piezoeletrico aumenta linearmente com a pressão exercida. Conclui-se que o desenho do elemento piezoeletrico é uma característica muito importante quando se fala de EH, sendo necessário ter em conta a maximização da compressão exercida, em relação à direção da polarização do material [11].

2.2.4 Indução eletromagnética

O fenómeno da IEM foi descoberto em 1831 por Michael Faraday, como sendo a produção de uma força eletromagnética num condutor quando este é exposto a um campo magnético variável. Após a sua descoberta foi estudado e desenvolvido nos ramos mais utilizados da transferência e

transformação de energia. Ao aplicar uma diferença de potencial variável ao longo do tempo a um material condutor, esse material é atravessado por uma corrente variável. Esta corrente vai ser responsável por produzir um fluxo magnético originando um campo magnético envolvente. Se um outro material condutor estiver dentro do campo magnético induzido, este vai também sofrer de uma IEM, passando por si um fluxo magnético e gerando uma diferença de potencial aos seus terminais. Existem na natureza materiais que, quando submetidos a certos campos magnéticos, são capazes de reter o fluxo magnético induzido. Estes materiais devido às suas características são utilizados para induzir fluxos magnéticos em locais onde seria impossível ter correntes elétricas. O nome utilizado quando se quer referenciar estes materiais é ímanes permanentes. Quando o campo magnético é induzido nestes materiais, este ganha algumas propriedades. Uma dessas propriedades é a orientação do fluxo magnético, originando a criação de dois polos magnéticos nesse material, o polo norte e o polo sul. Quando se aproxima e varia a posição de um íman em relação a uma espira de material condutor verificam-se os seguintes fenómenos [13].

- A corrente na espira é mensurável apenas se existir um movimento relativo entre a espira e o íman, uma vez que desaparece no momento em que este movimento relativo deixa de existir;
- Quanto mais rápido o movimento, maior a corrente induzida;
- Ao aproximar o polo norte do íman à espira a corrente induz uma tensão negativa. Por outro lado, ao afastamos o polo norte, a corrente induz uma tensão positiva. Nesse caso, quando aproximarmos o polo sul os efeitos são espelhados.

Os fatores que alteram a tensão elétrica gerada são: o número de espiras que abraçam o campo magnético induzido, a força do campo magnético e a variação temporal do deslocamento do íman em relação a espira. São duas as Leis que comprovam e ajudam a estudar este fenómeno: Lei de Lenz, que relaciona o sentido do fluxo induzido com o sentido do fluxo indutor e a Lei de Faraday-Neumann, que estabelece um valor numérico à força eletromotriz induzida [13]. A corrente produzida na espira é chamada de corrente induzida e o trabalho executado por unidade de carga para produzir esta corrente é chamado de força eletromotriz. O processo de produzir estas duas grandezas é designado por indução. Referenciando a Lei da Indução de Faraday, conclui-se que uma força eletromotriz é induzida numa espira quando o numero de linhas de campo magnético que atravessam a espira varia.

2.3 Comunicação sem fios

Nesta secção vai ser discutida qual a rede sem fios que melhor se adequa para enviar o sinal de comando para o circuito de iluminação e que tipo de informação vai ser transmitida.

Para realizar a interface entre o interruptor e o circuito de iluminação decidiu-se utilizar radio-frequência - RF. Esta é uma tecnologia bastante desenvolvida atualmente e bastante útil quando é impossível existir uma ligação por cabo entre os dois participantes da comunicação. Este tipo de

comunicação baseia-se na utilização do espectro das frequências, onde é selecionada uma frequência para a comunicação, à qual ambos os dispositivos se sincronizam. Não sendo este o único tipo de comunicação sem fios este é o mais vantajoso, para este caso em particular, devido às suas características: elevadas taxas de transferência de dados e capacidade de comunicação sem contacto físico ou visual. Estas características em conjunto são determinantes na escolha deste método.

2.3.1 Frequências admitidas

Ao utilizar RF podem ser definidas diversas frequências para a comunicação. No entanto, algumas são mais aconselhadas do que outras e um dos fatores decisivos pode ser a localização geográfica.

Atualmente, existem duas gamas de frequências que são utilizadas por comunicações industriais, científicas e médicas - ISM: $2.4GHz$ e $sub - GHz$. Cada uma destas gamas oferece um conjunto de características, que em conjunto com as prioridades do sistema resultam na melhor relação qualidade/preço. Tecnologias como *Wi-Fi*®, *Bluetooth*® e *ZigBee*® utilizam $2.4GHz$ e dominam uma boa parte do mercado atual. Contudo, para sistemas de baixo consumo e taxas de transferência sem grandes restrições, os sistemas $sub - GHz$ mostram ser superiores a estas tecnologias [14]. Estas duas gamas de frequência podem ser caracterizadas em 6 parâmetros: distância, interferências, consumos, taxas de transmissão, tamanhos das antenas e implementação mundial.

- **Distância** – relativamente à distância que cada uma destas gamas consegue atingir, a gama que realmente tem uma aplicação maior é a $sub - GHz$. Nos sistemas mais comuns as ondas rádio colidem com obstáculos no seu percurso até ao recetor. Estas colisões fazem com que o sinal enfraqueça e atenua, chegando a um ponto de quase indefinição pelo recetor [14]. Considerando este fator, existem algumas características negativas relativamente à gama $2.4GHz$. Quanto maior for a frequência utilizada, maior é a reflexão nas superfícies densas, menor é a capacidade de contornar objetos e maior é a atenuação ao longo da distância. A equação de Friis demonstra que para a mesma distância, quanto maior for a frequência, maior vão ser as perdas. Comparando $2.4GHz$ com $915MHz$, tem-se que as perdas a $2.4GHz$ são $8.5dB$ superiores a $915MHz$ [15].
- **Interferência** – O tráfico aéreo das comunicações está saturado na gama de $2.4GHz$, resultante dos *routers Wi-fi*® existentes em cada casa e empresa, dos periféricos *Bluetooth*® e também da interferência das micro-ondas [14]. Este tráfico não existe na gama $sub - GHz$, uma vez que é normalmente utilizada espaçadamente e em curtas durações. Um tráfego menos condicionado facilita as transmissões e diminui as taxas de erros, sendo mais eficiente e dessa forma poupando bateria.
- **Consumos** – Para realizar uma comparação entre consumos é necessário ter em conta a sensibilidade do recetor. Entenda-se por sensibilidade a largura de banda que o recetor consegue/tem de admitir no seu funcionamento para receber o sinal correto sem erros. Esta sensibilidade é inversamente proporcional à largura de banda do canal, o que é vantajoso

para gamas com larguras de banda mais baixas, tornando as comunicações mais eficientes a baixas taxas de transmissão [15]. Em geral, todos os circuitos rádios que funcionam a altas frequências, como por exemplo, amplificadores de potência, misturadores e sintetizadores, necessitam de uma maior potência para atingirem o mesmo desempenho que a baixas frequências.

- **Taxa de transmissão** – Esta é uma característica que está diretamente relacionada com a gama de frequência utilizada. Sendo uma relação entre o número de bits por segundo, ao utilizarmos uma comunicação de $2.4GHz$ tem-se que o tempo utilizado no envio da informação é muito inferior ao tempo utilizado numa comunicação de $315MHz$, levando assim a uma superior taxa de transmissão para as frequências mais altas [14].
- **Tamanho das antenas** – Ao projetar um circuito RF é necessário ter muita atenção à escolha da antena, uma vez que esta define a gama de frequência, a distância e a sensibilidade da comunicação [15]. O tamanho da antena é inversamente proporcional à frequência escolhida o que se torna uma grande desvantagem para a gama de $sub - GHz$, pois mesmo utilizando as antenas mais comuns de $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda, obtém-se tamanhos de $17.3cm$ para frequências de $433MHz$ [14]. Contudo, devido ao grande desenvolvimento da tecnologia, atualmente é possível desenvolver antenas em circuitos integrados capazes de obter uma boa relação tamanho/desempenho.
- **Implementação mundial** – Ao desenvolver um sistema de RF é necessário implementar algumas regras relativas ao país onde vai ser utilizado o equipamento [16] e verificar quais as gamas de frequências admitidas. A gama de $2.4GHz$ é considerada ISM global podendo ser utilizada em todo o mundo. Como tal, a maioria dos equipamentos *Wi-Fi*® e distribuidores internacionais optam por utilizar esta gama de frequência. Da mesma forma, a gama $433MHz$ corresponde à frequência $sub - GHz$ mundialmente utilizada. Juntamente com estas frequências, algumas zonas optam por utilizar outras frequências $sub - GHz$ de forma a facilitar e a relaxar os canais utilizados pelos $433MHz$. Uma vez que as tecnologias de RF são muito utilizadas por serviços civis, polícias, aviação, exército, etc... nem toda a banda de frequências existente pode ser utilizada. Sendo assim, a América do Norte e a Austrália utilizam maioritariamente a frequência de $915MHz$, assim como, a Europa usa a frequência de $868MHz$ e a Ásia, e algumas zonas da América do Sul utilizam a frequência de $315MHz$ [14].

2.3.2 Metodologias de envio da informação

Apesar de todas as características anteriormente discutidas serem de grande importância, o método para o envio da informação é um fator de grande relevância. Nesta secção vão ser apresentados métodos como *Bluetooth*®, *ZigBee*® e tecnologias que utilizam um sinal previamente codificado.

Atualmente, existem protocolos de envio de informação já muito desenvolvidos que permitem ao utilizador uma grande abstração ao nível das camadas de envio, focando-se apenas na mensagem em si. Os protocolos que utilizam os *stacks* de comunicação 802.11 e 802.15, têm características diferentes e são utilizados tendo em conta a aplicação. O 802.11, *Wi-Fi*®, é o padrão definido e utilizado das redes locais sem fios, especificando as camadas físicas e de controlo de acesso ao meio. Utiliza a gama de 2.4GHz e é muito utilizado quando não existem problemas de consumos, a informação a ser transferida é extensa e com uma elevada taxa de transmissão. É também muito utilizado quando existem diversos acessos ao mesmo meio de comunicação [17]. Posteriormente pensou-se num *stack* de comunicações para redes de sensores, permitindo uma comunicação fiável, com baixo consumo de energia e baixas taxas de transmissão. Este protocolo pode utilizar frequências de 2.4GHz , assim como, *sub - GHz* de 868MHz e 915MHz . Foram então desenvolvidos dois *stacks* de comunicação semelhantes, 802.15.1 mais conhecido por *Bluetooth*®, com uma taxa de transmissão de 1Mbps atingindo 10m de distância e 802.15.4, *ZigBee*®, transmitindo até 250Kbps a uma distância de 100m [18, 19]. Apesar de estes protocolos serem muito utilizados, existem ainda outros métodos de envio de informação. Quando a informação que se deseja enviar passa simplesmente por um sinal de comando, necessita-se apenas de um sinal previamente codificado. Este é o princípio presente nos comandos de portões de garagem, comandos de carro e em muitas outras aplicações. Esta tecnologia utiliza um codificador, que ao ser ativado envia um sinal digital codificado. A informação enviada pode ser codificada de diversas formas, com mais ou menos bits, pode ser sempre a mesma ou alterar em cada utilização e ainda ser codificada nos diversos tipos de codificação existentes. Um exemplo desta tecnologia é o codificador HT12E da Holtek [20], que é capaz de gerar um sinal digital de 12 bits manualmente configurados. O sinal digital gerado por este codificador pode então ser utilizado por um modulador AM, TWS-433 e enviado utilizando RF. Como não tem nenhum protocolo de acesso ao meio, esta tecnologia utiliza sempre frequências na gama de *sub - GHz*, uma vez que como já referido anteriormente é menos sujeita a colisões.

2.4 Produtos comercializados

Durante o desenvolvimento desta dissertação realizou-se um estudo de mercado com o objetivo de verificar se atualmente existem produtos semelhantes ao proposto nesta dissertação. No entanto, apesar de existir um esforço mundial para reduzir o consumo de energia e cada vez mais utilizar fontes de energia renováveis para alimentar os equipamentos que se utilizam, este aproveitamento está mais presente em grandes escalas. As centrais hidroelétricas, termoelétricas e solares, devido às suas grandes estruturas, apresentam rendimentos elevados suportando assim o custo de manutenção e construção. O aproveitamento a pequena escala não se verifica tão vantajoso, devido ao baixo rendimento dos materiais utilizados, por isso, não tem sofrido uma evolução tão significativa. No entanto, existem duas empresas atualmente focadas neste tipo de EH. A *Enocean*® e a *Cherry*® têm vindo a desenvolver equipamentos capazes de produzir energia suficiente

para alimentar um emissor de muito baixo consumo e conseguir enviar um sinal de comando através de uma rede sem fios. Enquanto a *EnOcean*[®] já têm os seus produtos à venda e juntamente com outras parcerias apresentou vários equipamentos com a sua tecnologia [21], a informação disponibilizada pela *Cherry*[®] não é muito conclusiva. Apesar de existirem demonstrações do funcionamento dos seus produtos estes ainda não são comercializados, existindo apenas um kit de avaliação [22]. Estas duas empresas utilizam o princípio da IEM de forma a reutilizar a energia utilizada ao pressionar o interruptor para enviar o sinal de comando. Contudo e apesar do grande desenvolvimento na área de EH, estes dispositivos não existiriam caso a evolução dos sistemas RF não fosse no sentido de menor consumo. Ao desenvolver um sistema com estas características é sempre necessário existir um acompanhamento destas duas tecnologias, uma vez que a necessidade de aproveitar a energia mecânica é diretamente proporcional à energia necessária para enviar o sinal.

Capítulo 3

Arquitetura do Sistema

3.1 Introdução

Neste capítulo vão ser apresentados os requisitos funcionais e não funcionais, assim como a arquitetura proposta para o desenvolvimento deste projeto. São avaliados os dois tipos de EH que mais se adequam ao desenvolvimento do projeto: a piezoelectricidade e a IEM. Nesta análise serão apresentados os testes e os resultados obtidos para cada um dos transdutores escolhidos. Por ultimo vão ser avaliados os módulos de comunicação e apresentadas as soluções propostas para parte da arquitetura final.

3.2 Análise de Requisitos

A análise de requisitos tem como objetivo realizar um levantamento das características ou funcionalidades do sistema. Ao refletir e compreender a necessidade que justifica o desenvolvimento do sistema, consegue-se produzir uma especificação objetiva e verificável das características que o sistema deve possuir. Um bom requisito deve corresponder a algumas propriedades.

- Abstrato: Tem que ser independente da solução e deve especificar o que o sistema faz e não como o faz. Não se deve referir quanto às soluções a adotar, a não ser que seja estritamente necessário;
- Verificável: Deve ser possível verificar se a solução desenvolvida satisfaz ou não o requisito;
- Não ambíguo: Deve ser formulado através de uma frase curta e sem qualquer ambiguidade;
- Diretamente relacionável com as necessidades dos utilizadores;
- Realista: Cada requisito deve corresponder a objetivos de projeto realistas e exequíveis em face dos recursos e tecnologias disponíveis.

Os requisitos estão divididos em duas categorias.

3.2.1 Requisitos funcionais

Os requisitos funcionais - RQF são os requisitos que especificam aquilo que o sistema deve ser capaz de executar e estão descritos na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Requisitos funcionais

Código	Tipo	Descrição	Justificação	Especificação	Verificação
RQF01	Funcional	Utilizar um elemento de EH para alimentar o interruptor	Desenvolver um interruptor sem qualquer armazenamento	Aproveitar a energia mecânica empregada na utilização do interruptor	Funcionamento sem qualquer tipo de bateria interna
RQF02	Funcional	Realizar uma comunicação sem fios	Eliminar as ligações internas por cabos nas paredes	Utilizar uma tecnologia RF para o envio do sinal	Correta receção sem fios do sinal de comando
RQF03	Funcional	Comutar a carga com apenas uma utilização	Típico funcionamento de um interruptor	Ao pressionar o interruptor uma vez ser capaz de produzir energia suficiente para enviar o sinal e comutar a carga	Conjunto de testes de validação

3.2.2 Requisitos não funcionais

Os requisitos não funcionais - RQNF são todas as outras características que o sistema deve respeitar e estão descritos na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Requisitos não funcionais

Código	Tipo	Descrição	Justificação	Especificação	Verificação
RQNF01	Desempenho	Funcionar a uma distância mínima de 10 m	Dar alguma liberdade para o posicionamento do interruptor	Produzir um circuito RF robusto e sem interferências	Testes a várias distâncias entre os dispositivos
RQNF02	Desempenho	Comutar uma carga até 1KVA	Garantir potência suficiente para à carga	Desenvolver um circuito capaz de suportar uma carga de 1KVA à saída	Teste com carga de 600W
RQNF03	Segurança	Interruptor mecanicamente robusto	Garantir a fiabilidade da sua utilização	Usar materiais robustos e adequados à sua utilização diária	Teste de qualidade do material
RQNF04	Segurança	Interruptor eletricamente isolado	Garantir a segurança da sua utilização	Isolar corretamente todo o material elétrico	Verificação dos contatos elétricos
RQNF05	Interfaces externas	Conexão de configuração externa	Alterar os sinais de comando de envio	Conectores de fácil acesso para alteração de firmware	Configurar emissores e recetores
RQNF06	Custo	Relação qualidade/preço apelativa	Desenvolver um produto competitivo no mercado	Custo de produção não superior a 50 €	Orçamento de materiais

3.3 Arquitetura do sistema

Nesta secção vai ser apresentada a arquitetura do sistema. Neste passo inicial vão ser apenas definidas as tecnologias escolhidas e posteriormente serão abordadas as soluções encontradas para cada uma das partes associadas.

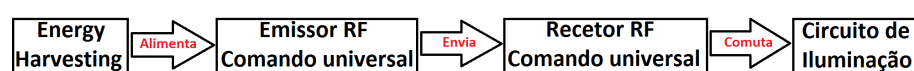


Figura 3.1: Arquitetura do sistema

Para a conversão da energia vai-se optar por um transdutor de EH, que irá alimentar um emissor RF que por sua vez, utilizando a tecnologia codificador/modulador existente nos comandos universais, vai enviar o sinal de comando. A receção do sinal será efetuada por um recetor RF, que ao receber o sinal de comando do emissor irá comutar o circuito de controlo da iluminação.

3.4 Transdutores de energy harvesting

Após a análise teórica de alguns tipos de EH realizada na secção 2.2, nesta secção vão ser analisados alguns transdutores capazes de realizar essa função. O fator de escolha do tipo de EH mais adequado a este projeto reside na principal funcionalidade pretendida: desenvolver um interruptor que funcione dentro e fora de casa, a qualquer altura do dia. Com esta restrição, os tipos de EH que dependessem de condições externas, como por exemplo sol ou vento, foram de certa forma postos de lado. Considerando a energia térmica concluiu-se que não seria vantajoso, uma vez que como um dos requisitos é que todas as pessoas sejam capazes de acionar o interruptor, seria necessário um conjunto de condições muito específicas, nomeadamente em termos de temperaturas ambientes e corporais, para que se conseguisse obter o efeito pretendido. Inicialmente estudou-se o modelo matemático da IEM e de seguida realizou-se uma análise prática de alguns transdutores existentes no laboratório. O objetivo da presente secção é de estudar e validar a energia produzida por cada um dos transdutores analisados.

3.4.1 Modelo matemático de um transdutor de indução eletromagnética

Sendo do âmbito da dissertação o desenvolvimento de um transdutor capaz de produzir energia suficiente para alimentar um circuito de envio do sinal de comando, através de uma rede sem fios e utilizando o conceito de EH, desenvolveu-se inicialmente um estudo mais aprofundado sobre a IEM. A escolha deste tipo de EH foi influenciada pelos produtos já comercializados referidos na secção 2.4 e pela leitura de alguns documentos [1, 2, 23], que referem uma maior conversão energética para este tipo de energia.

Relembrando o conceito de IEM referido na secção 2.2.4, como a tensão elétrica produzida pela variação do fluxo magnético que abraça as espiras de uma bobina, encontram-se diversas formas de aplicar este conceito. A IEM respeita as Lei de Lenz e a Lei de Faraday, onde se pode verificar a produção de uma tensão $E[V]$ quando existe uma variação do fluxo $\Phi[Wb]$ induzido ao longo do tempo, representada na expressão 3.1.

$$E = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\Phi = B * S * \cos(B \angle S) \quad (3.2)$$

Como se pode verificar pela expressão 3.2, para variar o fluxo pode-se proceder a 3 variações diferentes:

- alterando o valor numérico da indução magnética $B[T]$;
- modificando a superfície da espira $S[m^2]$;
- variando o ângulo entre a indução magnética e a superfície da espira.

O método menos provável é modificar a superfície da espira uma vez que, as espiras são elementos sólidos e não é viável estar constantemente a deformar a sua superfície, podendo até danificar o material. Em contrapartida, as outras duas situações são bastante comuns. Alterar o valor numérico da indução magnética é uma característica presente nos transformadores elétricos quando a corrente alternada que atravessa o fio condutor da espira produz uma indução variável ao longo do circuito magnético. Nesta situação, o ângulo entre a indução magnética e a superfície da espira induzida mantém-se constante. Em motores de ímanes permanentes, a indução magnética é fornecida constantemente pelo íman, sendo que ao variar o ângulo entre a indução e a superfície da espira consegue-se produzir uma tensão. Contudo, existe ainda uma possibilidade de aumentar a tensão produzida. Ao aumentar o número de espiras N , uma pequena variação da indução magnética ou do ângulo, proporciona uma alteração mais significativa no valor do fluxo magnético ao longo do tempo e por consequentemente gera uma tensão mais elevada, como se pode confirmar pela expressão 3.3.

$$\Phi = N * B * S * \cos(B \angle S) \quad (3.3)$$

Analisando mais detalhadamente o comportamento do campo magnético gerado pelos ímanes permanentes observa-se, com recursos à figura 3.2, as linhas de campo criadas por um íman permanente.

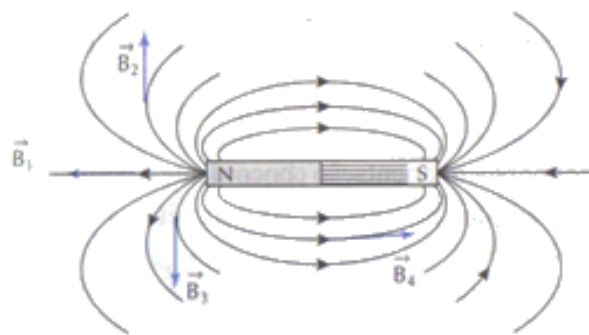


Figura 3.2: Linhas de campo magnético provenientes de um íman [24]

A consideração das linhas de campo produzidas por um íman é um dos fatores mais importantes no estudo destes elementos, uma vez que se verifica que o campo magnético não tem a mesma intensidade ao longo do espaço envolvente. Outra característica importante é o sentido das linhas de campo, indo sempre do polo Norte para o polo Sul. Como se pode verificar, o campo magnético

é difuso e, muitas vezes, devido ao distanciamento entre os dois polos, as linhas de campo podem afastar-se muito do íman originando campos magnéticos mais fracos.

Com o objetivo de utilizar toda a indução proveniente do íman, adotam-se algumas medidas para limitar as perdas de campo magnético. Uma das possíveis soluções é a utilização de um circuito magnético, como o exemplificado na figura 3.3, capaz de concentrar o campo magnético num entreferro, diminuindo as perdas existentes pelo afastamento dos polos. Esta aproximação dos polos vai originar a que o valor quantitativo da indução magnética no entreferro se aproxime ao valor máximo da indução do íman, aproveitando assim o máximo de indução que o íman pode fornecer. Ao escolher um circuito magnético com esta geometria, a indução magnética no entreferro depende apenas dos fatores dimensionais do circuito.

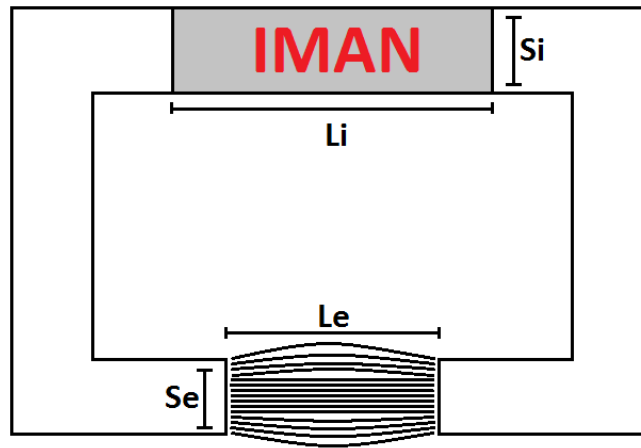


Figura 3.3: Circuito magnético para concentrar as linhas de campo

Considerando a permeabilidade relativa do circuito magnético $\mu_f \gg 1$, a permeabilidade relativa do ar $\mu_r = 1 \text{ NA}^{-2}$, a permeabilidade do vácuo $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$, a permeabilidade magnética $\mu = \mu_r * \mu_0$ e de acordo com a lei de Ampere, obtêm-se as equações 3.4 , 3.5 , 3.6 e 3.7 retiradas de [25] para a análise do circuito da figura 3.3. O campo magnético H é medido nas unidades do SI em A/m .

$$\frac{B_i}{\mu * H_i} = - \frac{S_e}{S_i} * \frac{L_i}{L_e} \quad (3.4)$$

$$B_i = B_r + \mu * H_i \quad (3.5)$$

$$H_e = \sqrt{- \frac{B_i * H_i}{\mu_0} * \frac{S_i * L_i}{S_e * L_e}} \quad (3.6)$$

$$B_e = \mu * H_e \quad (3.7)$$

Estando perante um circuito magnético complexo, é necessário ter em conta os vários constituintes da equação. Como se pode verificar pelas variáveis da própria figura, as incógnitas com índice “i” dizem respeito às variáveis do íman, enquanto o índice “e” corresponde ao entreferro. De forma a entender melhor estas equações é necessário analisar o comportamento de um íman permanente.

Na figura 3.4 está representada a curva característica de um íman permanente. Esta curva é caracterizada pelas duas retas assinaladas na figura, a vermelho observa-se a curva de magnetização e a azul a reta de carga do íman permanente. Nesta curva característica encontram-se os 4 principais pontos para descrever o funcionamento de um íman permanente. B_r corresponde à indução remanescente do íman, ou seja, é a indução máxima com que o material foi induzido. Este valor corresponde a uma indução sem produção de campo magnético ($H = 0$). H_c é o limite máximo de campo magnético que o íman pode gerar sem perder as suas características magnéticas ($B = 0$). Por fim, os valores assinalados B_i e H_i representam o ponto de funcionamento em que o íman se encontra. Para o seu correto funcionamento o conjunto (B_i, H_i) tem de se situar na reta de carga do íman e uma vez que é no ponto em que a multiplicação entre estes dois valores, que se consegue retirar um maior partido do íman permanente, o fabricante assinala o seu ponto máximo.

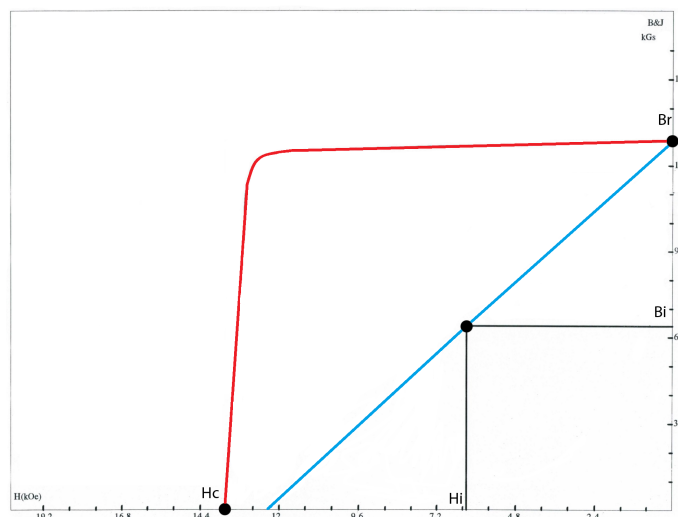


Figura 3.4: Curva caraterística da indução magnética de um íman, adaptado de[26]

Voltando às equações 3.4 e 3.5, percebe-se agora de uma forma mais clara que o campo gerado no entreferro depende do ponto de funcionamento do íman e também da razão de volumes entre o íman e o entreferro. No entanto, o ponto de funcionamento é dependente das dimensões do circuito magnético, querendo com isto dizer que para dimensionar este tipo de circuitos magnéticos é necessário escolher o íman e depois tentar atingir o ponto de funcionamento máximo. Em alternativa, pode desenvolver-se a estrutura e posteriormente encontrar um íman que tenha o desempenho pretendido para as dimensões impostas.

Contudo, existem diferentes maneiras de obter uma força eletromotriz a partir de um íman. Como já referenciado nesta secção, tendo um íman permanente, consegue criar-se uma tensão

quando existe uma rotação entre o ângulo da indução magnética e a superfície da espira, ou com a variação da indução magnética que atravessa a espira. Analisando os elementos testados e tendo em conta os motores de ímanes permanentes, decidiu-se realizar o estudo sobre o caso em que existe uma variação do ângulo da indução e a superfície da espira, da forma ilustrada na figura 3.5.

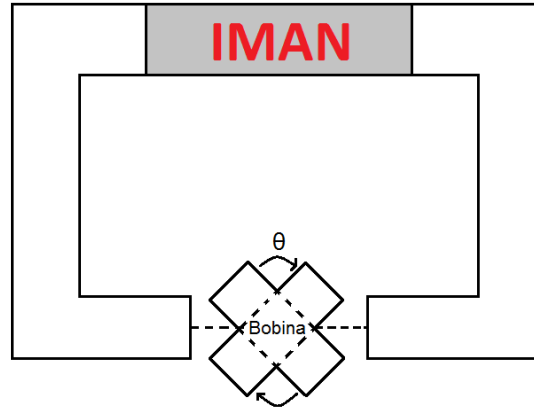


Figura 3.5: Circuito magnético com rotação de uma bobina no entreferro

Uma vez que as espiras das bobinas são maioritariamente redondas, todo o circuito magnético será estudado com dimensões cilíndricas. O primeiro objetivo é saber qual a indução magnética B que o circuito magnético consegue produzir. Para isso foram utilizados os seguintes valores

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \\ \mu_r = 1 \\ D_i = 6 * 10^{-3}m \\ L_i = 10 * 10^{-3}m \\ B_r = 1.26T \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Considerando as equações 3.4 e 3.6, verifica-se uma relação importante: quanto mais pequena for a largura do entreferro, maior é a indução. Esta característica já foi utilizada anteriormente na necessidade de escolher um circuito magnético, para que se pudesse concentrar as linhas de campo num só espaço e limitar as perdas da indução magnética. Neste caso em concreto não se pode limitar demasiado o entreferro, pois vai ser necessário introduzir um elemento nesse espaço. Contudo, ao escolher uma bobina com um núcleo do mesmo material do circuito ferromagnético, consegue-se reduzir o entreferro ao valor mínimo necessário para que a bobina consiga rodar sem entrar em contacto com o circuito magnético.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_b = 20 * 10^{-3}m \\ D_e = 6 * 10^{-3}m \\ h = 3 * 10^{-3}m \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Realizando um corte central na bobina, fica-se perante uma superfície retangular, em que o

seu maior comprimento é a diagonal H_b . Para que esta consiga efetuar a rotação sem problemas é necessário que a distância do entreferro do circuito magnético seja superior a H_b . O comprimento h na figura 3.6 representa a altura atingida pelo enrolamento das espiras de cobre, dando assim origem à equação 3.10.

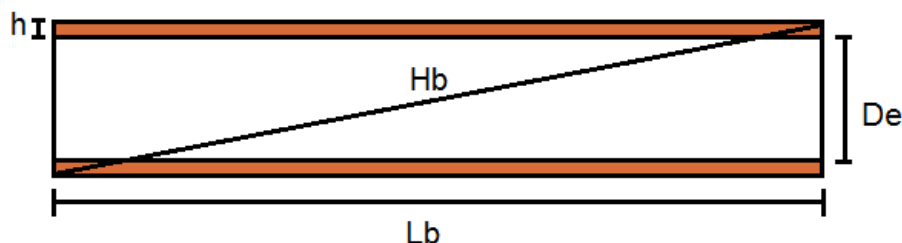


Figura 3.6: Corte horizontal na lateral de uma bobina cilíndrica

$$H_b = \sqrt{(D_e + 2h)^2 + L_b^2} \quad (3.10)$$

Se a este valor H_b se retirar L_b e dividir por 2, encontra-se o comprimento do entreferro em cada um dos lados do circuito magnético. No entanto, com estas alterações passou-se a ter 2 entreferros e como tal duas possíveis fontes de perda do campo magnético. Para os cálculos efetuados considerou-se um só entreferro com o dobro do tamanho. Com todos os valores necessários para o cálculo da indução desenvolveu-se um sistema em *Simulink*® figura 3.7, capaz de solucionar as equações 3.4 a 3.7. Na tabela 3.3 pode-se verificar o resultado obtido.

Tabela 3.3: Indução eletromagnética obtida

$B_r(T)$	$L_i(mm)$	$D_i(mm)$	$L_b(mm)$	$D_e(mm)$	$h(mm)$	$L_e(mm)$	$B(T)$
1.26	10	6	20	6	3	3.4	0.95

Os valores das constantes relativas ao funcionamento do íman, diâmetro (D_i), comprimento (L_i) e indução remanescente (B_r) foram retirados de um íman existente no laboratório. As restantes constantes foram atribuídas de forma a ter dimensões aceitáveis e possíveis de desenvolver. Utilizando esta estrutura, a indução é um parâmetro constante, assim como o número de espiras que a bobina contém e as suas dimensões. Com as constantes L_b , h e D_e define-se uma parte da estrutura da bobina, faltando apenas o diâmetro do fio de cobre $D_f[m]$ para a caracterização deste elemento. Este parâmetro vai definir quantas espiras se conseguem realizar no tamanho definido. Optou-se por um fio com $0.16mm$ de diâmetro (*AWG34*), uma vez que é um fio muito utilizado e já existem muitas tecnologias que o conseguem bobinar. Com as constantes já definidas e utilizando a equação 3.11, calculou-se o número de espiras.

$$N_{espiras} = \frac{h * L_b}{D_f^2} \quad (3.11)$$

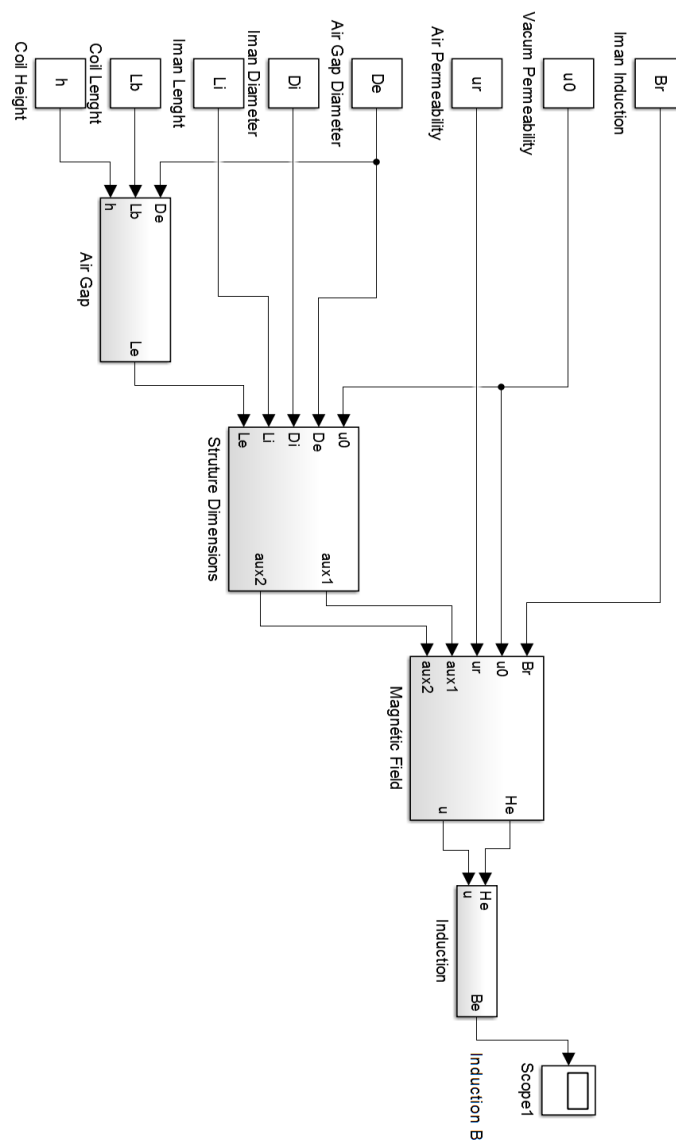


Figura 3.7: Diagrama de blocos para o calculo da indução

Tabela 3.4: Número de espiras

Lb(mm)	h(mm)	Df(mm)	Nespiras
20	3	0.16	2344

Definindo o diâmetro do fio consegue-se determinar qual vai ser a resistência resultante do enrolamento de 2344 espiras. Pela equação 3.12 calcula-se que com esta estrutura física e enrolando 2344 espiras obtém-se uma resistência de 56Ω . Para realizar este calculo é necessário calcular alguns parâmetros que ainda não foram abordados neste documento. R_o é o raio externo da bobina

($R_o = \frac{D_e}{2} + h$ m), R_i o raio interno ($R_i = \frac{D_e}{2}$ m) e ρ é a resistividade do cobre ($\rho = 1.7 * 10^{-8} \Omega m$).

$$R = \frac{L_b * (R_o^2 - R_i^2) * 4\rho}{D_f^4} \quad (3.12)$$

Comparando os cálculos realizados com a equação 3.3, resta calcular o $\cos(B \angle S)$. É neste calculo que se vai decidir o valor da tensão que se consegue gerar com este dispositivo. De facto, uma vez que foi decidido realizar o aproveitamento da indução magnética a partir da diferença entre o ângulo da indução e da superfície da bobina, é neste parâmetro que reside toda a produção da tensão. Neste caso em particular, existem dois fatores decisivos na produção da tensão: a rotação que é efetuada e a velocidade com que se consegue realizar a rotação. No entanto, realizando alguns testes e considerando os motores de ímanes permanentes, concluiu-se que ao efetuar uma rotação de 360 graus ao pressionar o interruptor, produz-se uma energia superior a qualquer outra rotação de inferior valor. Contudo, é a velocidade de rotação que vai definir qual a tensão máxima. Sendo esta uma área de estudo que não está no âmbito da presente dissertação, esta característica não foi aprofundada com mais detalhe. Assim, definiu-se uma frequência de 10Hz para a rotação. Utilizando o *Simulink*® aproveitou-se o diagrama de blocos anteriormente desenvolvido e acrescentou-se os blocos que restavam para o calculo da tensão resultante das equações 3.2 e 3.1, como se pode verificar pela figura 3.8. O resultado da tensão obtido pode ser verificado na figura 3.9.

Sendo o objetivo calcular a energia produzida por um transdutor deste tipo, utilizou-se outra ferramenta de simulação, o *Multisim*®. Ao observar a figura 3.9 verifica-se que a tensão é alternada com $V_{pk} = 3.9V$. Sendo o sinal de entrada uma senoide é necessário retificar para se conseguir obter o máximo de energia possível. Escolheram-se então os díodos *schottky 1N5817* e utilizou-se a equação 3.13 para o cálculo da energia armazenada no condensador. Na figura 3.10 está representado o esquema elétrico utilizado para a simulação.

O circuito apresentado a montante da retificação é o modelo elétrico associado aos transdutores que convertem a IEM em energia elétrica, a resistência R_l é a resistência interna da bobina e a fonte alternada de tensão é a tensão em vazio gerada pelo transdutor. Com o intuito de descobrir a máxima energia, realizou-se a simulação com diferentes valores de condensadores e foi calculada a energia que estes conseguiam armazenar com uma só rotação do elemento magnético. Os valores dos condensadores utilizados, a tensão medida aos seus terminais e a energia armazenada nos mesmo, estão disponibilizados na tabela 3.5. A negrito está representado o valor máximo da energia que se conseguiu armazenar.

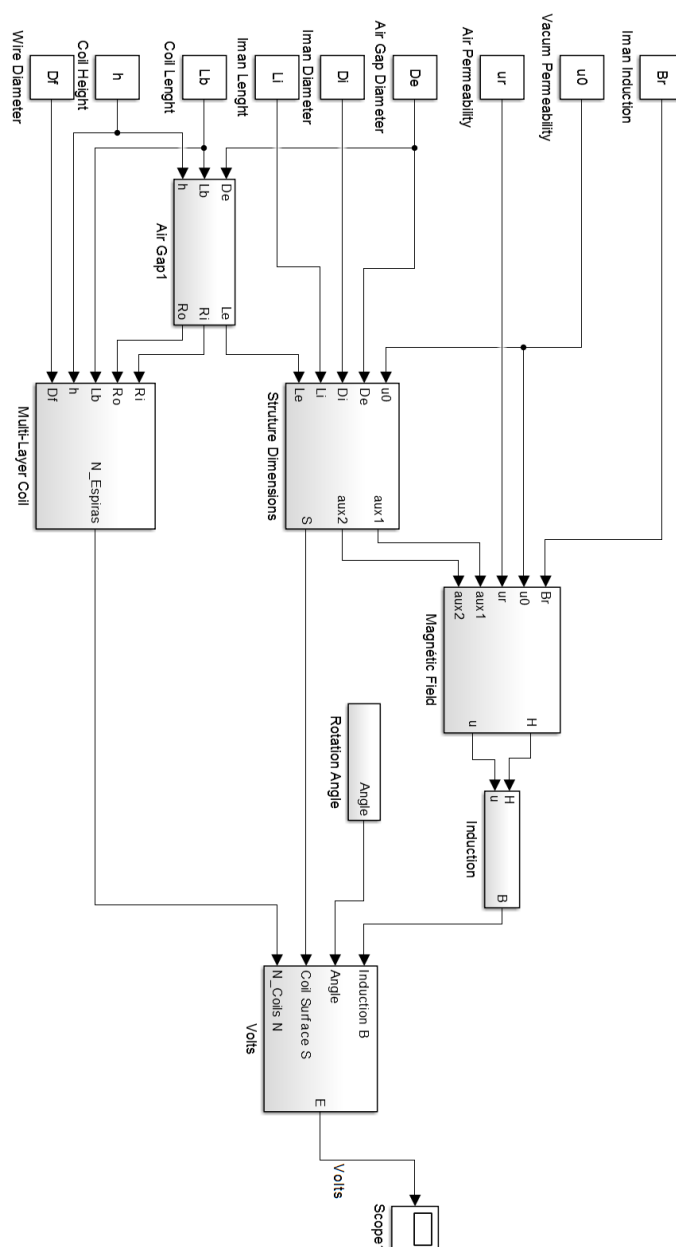


Figura 3.8: Diagrama de blocos para o cálculo do potencial elétrico produzido

Tabela 3.5: Energia armazenada no condensador

Capacidade (μF)	Tensão (V)	Energia armazenada (mJ)
100	3.525	0.621
220	3.23	1.147
470	2.707	1.722
1000	1.957	1.915
1500	1.541	1.781
2200	1.189	1.555

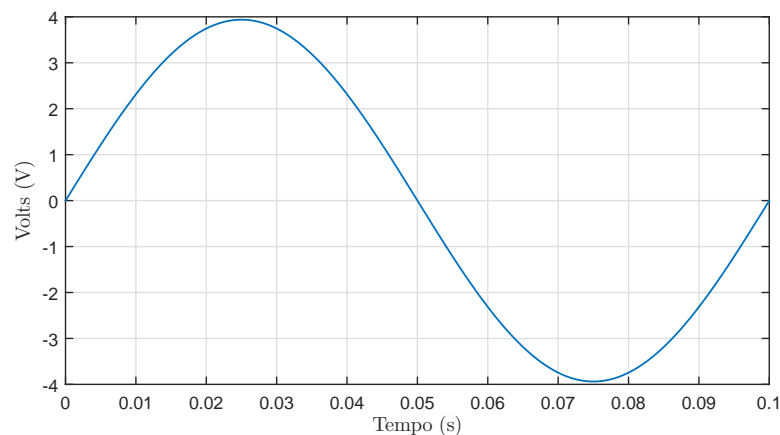
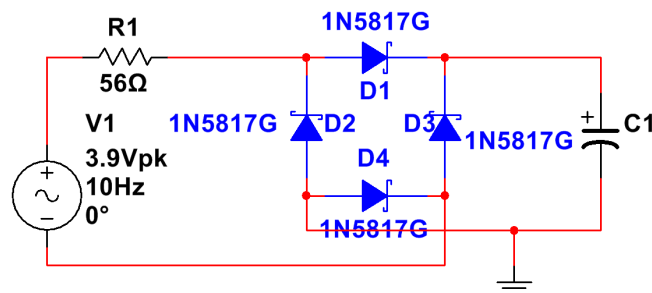


Figura 3.9: Potencial elétrico gerado pelo circuito magnético

Figura 3.10: Circuito *Multisim*® para o teste da energia produzida

Teoricamente e segundo o modelo desenvolvido em *Simulink*®/*Multisim*®, se se rodasse uma bobina de 6mm de diâmetro, 20mm de altura e com um fio de 0.16mm de diâmetro, a uma frequência de 10Hz no entreferro de uma estrutura ferromagnética com um íman cilíndrico de 6mm de diâmetro, 10mm de altura e 1.26T de indução, produziria-se no máximo 1.915mJ.

No entanto, devido à impossibilidade de produzir um transdutor decidiu-se realizar uma série de testes a alguns transdutores existentes no laboratório, para obter uma noção do valor da energia que cada tipo de EH é capaz de produzir.

3.4.2 Piezoelectricidade

Numa primeira abordagem ao conceito prático de EH, desenvolveu-se um conjunto de experiências com vista a determinar a quantidade de energia que seria possível extrair utilizado um elemento piezoelétrico cerâmico de 50mm de diâmetro existente no laboratório.

Este material, como já referido, produz uma tensão elétrica quando é sujeito a uma deformação. Assim, de modo a que as experiências realizadas sejam fiáveis, submeteu-se o elemento piezoelétrico a uma deformação constante. Utilizando um conjunto de pesos normalizados e um

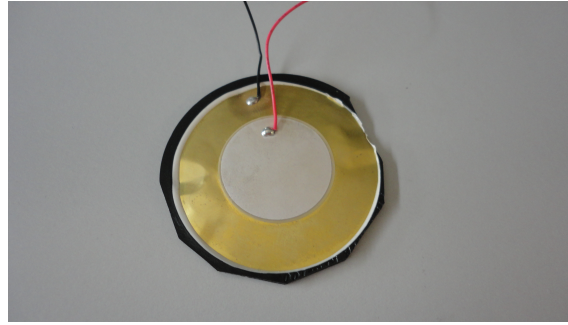


Figura 3.11: Elemento Piezoelétrico 50mm

suporte já existente no laboratório figura 3.11, foi possível estabelecer um conjunto de características capazes de caracterizar as experiências desenvolvidas. Considerando o princípio de funcionamento de um elemento piezoelétrico, sabe-se que a sua capacidade elástica em condições normais é capaz de reverter a deformação imposta quando se comprime o elemento. Desta forma, quando se imprime algum tipo de compressão e de seguida se relaxa o mesmo, este tem a capacidade de voltar ao estado de repouso observando-se o EPZ e o EPZ inverso. Como já discutido na secção 2.2.3, estes dois efeitos produzem uma diferença de potencial inversa, sendo assim necessário retificar a tensão negativa para obter o máximo de energia possível. Decidiu-se então realizar uma retificação de onda completa com díodos *schottky* 1N5817, devido à sua reduzida queda de tensão, aproveitando assim ao máximo a energia produzida [27].

Com o objetivo de calcular o valor máximo de energia produzida pelo elemento piezoelétrico, avaliou-se o comportamento de vários valores de condensadores utilizando o circuito representado na figura 3.12 e a expressão 3.13 para o cálculo da energia. A escolha deste método reside nas baixas perdas energéticas associadas aos condensadores, conseguindo assim resultados mais concretos em relação ao valor máximo da energia produzida.

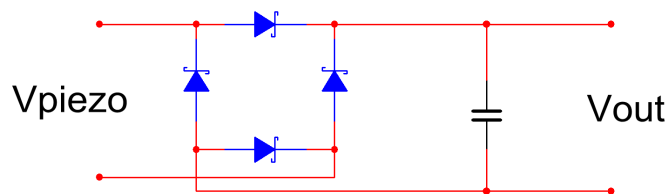


Figura 3.12: Circuito de testes do elemento piezoelétrico

$$E = \frac{1}{2} * C * V^2 \quad (3.13)$$

Para se conseguir definir a experiência realizada em termos de força exercida, utilizou-se o suporte representado na figura 3.13 com um peso de 1Kg. Esta experiência permite determinar o valor do condensador que é capaz de armazenar a maior quantidade de energia proveniente do material piezoelétrico, sendo que o procedimento foi largar o peso em queda livre, tendo como

ponto de partida a superfície do material. Com estas condições sabe-se que a força aplicada ao material piezoelétrico é de $9.8N$, considerando a aceleração da gravidade igual a $9.8m/s^2$.

A tabela 3.6 apresenta os valores dos condensadores utilizados, a tensão medida aos terminais dos condensadores e o resultado da energia armazenada nos mesmos. O valor da energia apresentado têm em conta a retificação do EPZ inverso, aumentando para o dobro o valor da energia armazenada. A última coluna apresenta o rendimento energético do circuito, comparando a energia utilizada no elemento piezoelétrico com a energia armazenada no condensador. A negrito está representado o valor máximo da energia que se conseguiu produzir com este transdutor.

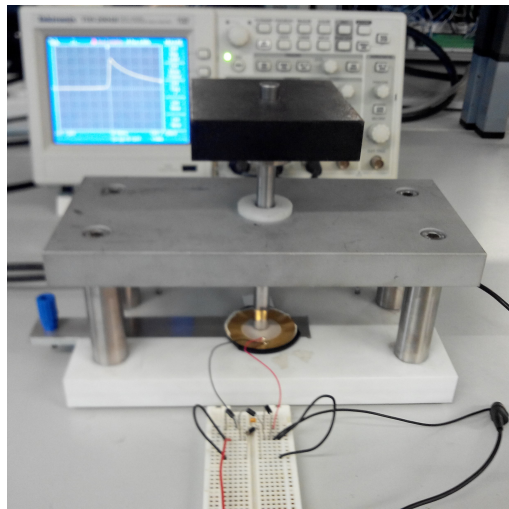


Figura 3.13: Teste de energia máxima com elemento piezoelétrico

Tabela 3.6: Energia produzida pelo transdutor piezoelétrico quando submetido a $9.8N$

Força aplicada (N)/Energia utilizada(mJ)			9.8/9.8
Capacidade (nF)	Tensão (V)	Energia armazenada (uJ)	Rendimento (%)
23	38	33.2	0.04
68	36	88.1	0.90
110	30	99	1.01
134	27.5	101	1.04
179	25	112	1.14
209	27	152	1.56
228	24	131	1.34
278	20	11	1.14
344	15	77.4	0.79
715	8	45.8	0.47
1030	6.32	41.1	0.42

Como se pode verificar pela tabela 3.6, é para um valor compreendido entre 200 e 220nF que se conseguem as transferências mais altas de energia. Querendo com isto dizer que o valor máximo da energia produzida por este elemento piezoelétrico, quando lhe é aplicada 9.8N de força, é de 152μJ.

Tabela 3.7: Energia produzida pelo transdutor piezoelétrico quando submetido a diferentes forças

Capacidade (nF)	Força aplicada (N)	Energia utilizada (mJ)	Potencial elétrico (V)	Energia armazenada (μJ)	Rendimento (%)
209	2.45	2.45	25.6	137	5.59
	4.9	4.9	26.3	145	2.95
	7.35	7.35	26.7	146	2.03
	9.8	9.8	27	152	1.56

A tabela 3.7 representa a última experiência realizada com este transdutor. Esta experiência permite verificar o comportamento da energia produzida quando são aplicadas diferentes forças. Esta é uma análise importante, uma vez que nem todas as pessoas exercem a mesma força quando carregam num interruptor. Sendo assim, com esta análise pode-se prever a quantidade de energia produzida por diferentes pessoas. Concluindo que quanto mais força se aplicar mais energia se consegue obter, mesmo que os rendimentos sejam mais reduzidos.

3.4.3 Indução eletromagnética

Uma vez analisado o comportamento de um transdutor piezoelétrico, decidiu-se realizar uma análise a transdutores de IEM para comparar o seu desempenho. Como já referido na secção 2.2.4 e 3.4.3, para que seja produzido uma tensão a partir da IEM é necessário que haja uma variação do fluxo magnético induzido ao longo do tempo. Esta variação pode ser originada de diversas formas, como tal, vão ser analisados transdutores que variam o fluxo alterando o valor da IEM que atravessa cada espira da bobina e variações do ângulo entre a superfície das espiras e da IEM.

3.4.3.1 Altifalante

Com objetivo de medir a energia produzida ao variar a IEM que atravessa as espiras de uma bobina e pela inexistência de um circuito magnético semelhante no laboratório, decidiu-se analisar um altifalante. O som proveniente dos altifalantes é uma conjugação de uma bobina que abraça um ímã colado a uma membrana. Quando se envia um sinal para o altifalante, a bobina recebe o sinal, variando a produção de fluxo consoante o sinal recebido. Essa variação do fluxo faz com que o próprio ímã se desloque dentro da bobina, criando uma oscilação à membrana que por sua vez produz o som pretendido.

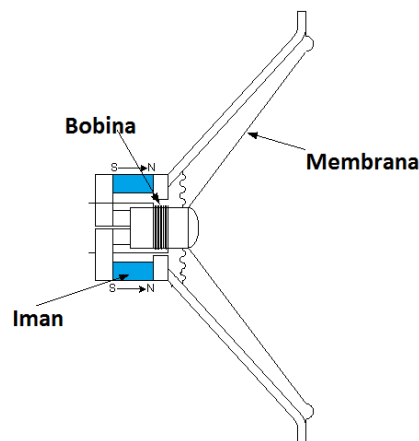


Figura 3.14: Constituintes internos de um altifalante

Aproveitando este dispositivo, pode-se produzir energia pelo funcionamento inverso, ou seja, ao provocar uma oscilação na membrana, esta faz deslocar o íman originando uma variação do fluxo na bobina e assim a produção de uma tensão elétrica. Esta variação do fluxo é justificada pela IEM que atravessa cada espira individualmente. De facto, ao deslocar o íman dentro da bobina, vão existir espiras em que a IEM que por elas atravessa é mais forte do que noutras. Como existem diversos tipos de altifalantes, teve de se fazer a escolha do mais adequado para a aplicação em questão. Em primeiro lugar, o tamanho do altifalante não pode ser exagerado, uma vez que a ideia é desenvolver um dispositivo semelhante a um interruptor. As frequências para as quais o altifalante está dimensionado para transmitir são uma característica importante. Para produzir uma tensão é necessário que a resposta oscilatória do toque na membrana seja capaz de oscilar à frequência admitida, por isso a escolha do altifalante reside nos altifalantes de mais baixa frequência, como por exemplo os *woofers* ou *mid-range*. Uma vez escolhido o tipo de altifalante, existe ainda outra característica que neste caso em especial é muito importante: a impedância do altifalante. Esta impedância em termos gerais descreve o enrolamento e o número de espiras que a bobina do altifalante dispõe, na proporção de quanto maior for a impedância, mais espiras terá a bobina. Para as experiências realizadas escolheu-se um altifalante *mid-range* de 25Ω de impedância. Esta escolha teve em conta os custos associados a estes transdutores.

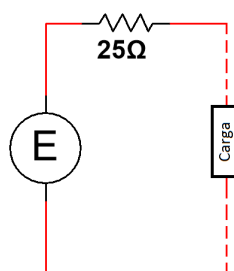


Figura 3.15: Modelo elétrico do altifalante

Sendo este um circuito indutivo, para se conseguir determinar o valor máximo da energia produzida pelo altifalante, realizou-se uma adaptação de impedâncias da carga. Com o modelo elétrico representado na figura 3.15 e utilizando uma resistência de 22Ω como carga mediu-se com um osciloscópio a tensão aos seus terminais. No modelo elétrico a fonte representa a tensão em vazio produzida pelo altifalante. Este método é o mais adequado para este tipo de transdutores, uma vez que ao igualar a resistência de saída do altifalante com a resistência de entrada da carga obtêm-se uma máxima transferência de potência. A figura 3.16 apresenta o potencial elétrico obtido quando se aplica uma força de $2.45N$ à membrana do altifalante, originando uma oscilação interna.

Sabendo que a energia é igual ao integral da potência ao longo do tempo e a potência é igual à tensão multiplicada pela corrente em cada instante temporal, para o cálculo da energia produzida pelo altifalante extraiu-se os valores da tensão obtidos e, utilizando a Lei de Ohm com a resistência da carga, calculou-se a corrente. Como se pode analisar pela figura 3.17, o valor calculado para a energia é de aproximadamente $7\mu J$.

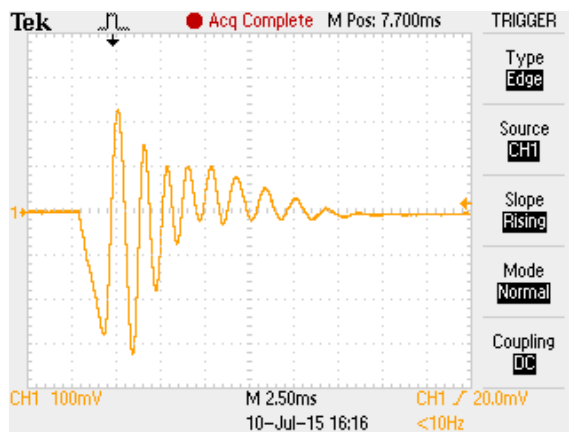


Figura 3.16: Potencial elétrico gerado por um altifalante

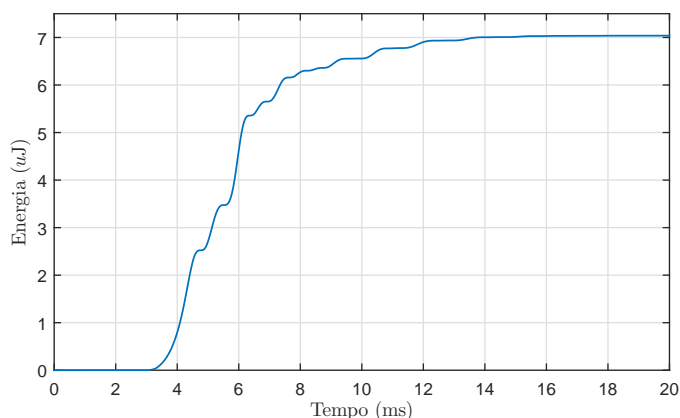


Figura 3.17: Energia máxima produzida por um altifalante

3.4.3.2 Dínamo

Dois outros transdutores minimamente conhecidos que tiram partido do conceito de IEM são o alternador e o dínamo. Estes dispositivos aproveitam o movimento rotacional para produzir uma tensão elétrica. Esta rotação está internamente associada à rotação do íman magnético que envolve a bobina. A rotação do íman faz variar o ângulo de incidência do fluxo magnético com a superfície da espira, criando assim uma tensão.

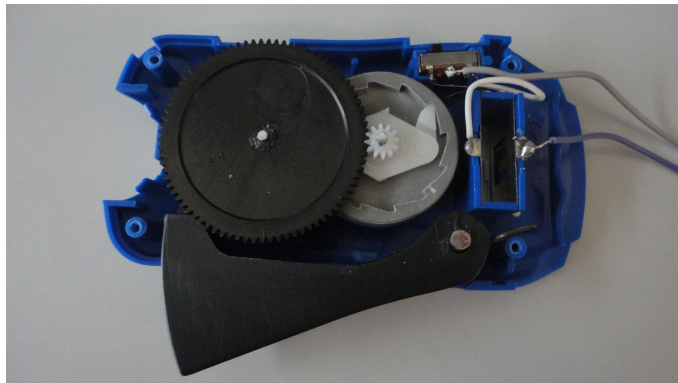


Figura 3.18: Componentes internos de um dínamo

No desenvolvimento deste tipo de transdutores existem algumas condicionantes relacionadas com a construção mecânica do mesmo, principalmente no que diz respeito à forma como este vai realizar a rotação interna, pois essa é a responsável pela produção da tensão. Os outros aspetos importantes são a indução remanescente do íman, a quantidade de espiras constituintes da bobina e a orientação entre o íman e a bobina. A grande diferença destes dois tipos de dispositivos é a tensão disponível à saída. Enquanto os alternadores produzem uma corrente alternada, os dínamos produzem uma corrente contínua, pois durante a rotação o íman troca o sentido da polaridade de 180 em 180 graus, mantendo assim sempre o mesmo sentido do fluxo incidente.

Existem no mercado alguns produtos que são comercializados como sendo dínamos, como por exemplo lanternas de mão. Na realidade estas lanternas de mão são tipicamente alternadores, uma vez que a tensão medida à saída da bobina é em corrente alternada. A figura 3.19 demonstra o potencial elétrico produzido em vazio, medido aos terminais de um destes transdutores. A única razão pela qual podem ser confundidos como dínamos é pelas baterias recarregáveis que alguns desses dispositivos possuem. Contudo, para realizar as experiências retiraram-se as baterias, como se pode verificar pela 3.18. Para explicar o princípio de funcionamento de transdutores como este, utilizou-se a figura 3.18. Ao pressionar a alavanca, a roda dentada maior vai rodar e por consequentemente a roda dentada mais pequena também. A rotação da roda mais pequena origina a rotação do íman magnético, inserido no cilindro abaixo da mesma, à volta da bobina existente no centro do cilindro. Esta rotação faz alterar o ângulo entre a IEM e a superfície da espira provocando uma variação do fluxo e por consequentemente um potencial elétrico.

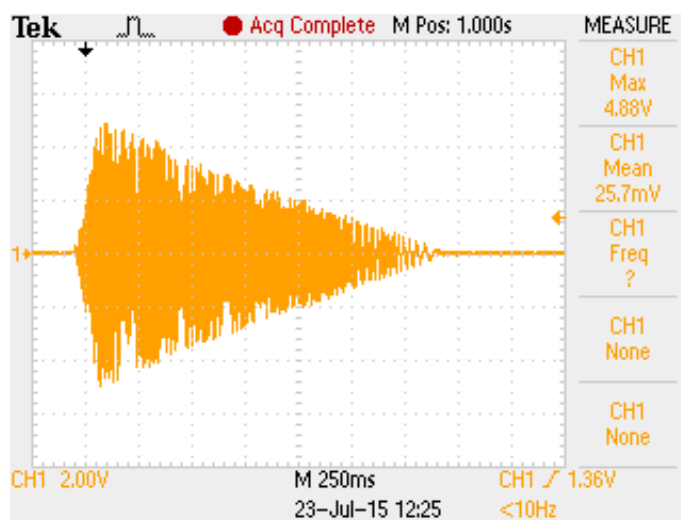


Figura 3.19: Potencial elétrico do dínamo

No entanto, é necessário alimentar o circuito a jusante com uma tensão contínua, o que levou a realizar uma retificação do sinal de saída utilizando díodos *schottky* 1N5817. A máxima transferência de potência só se realiza quando a impedância de saída é igual à impedância do circuito da carga. Assim, mediu-se a impedância do alternador, tendo-se obtido como resultado aproximadamente 50Ω .

Para determinar qual o valor máximo de energia que este transdutor é capaz de disponibilizar ao circuito a jusante foi necessário desenvolver um conjunto de testes caracterizados, de forma a validar os resultados obtidos. Utilizando o suporte e um conjunto de pesos totalizando os 2Kg, montou-se a plataforma de testes ilustrada na figura 3.20.

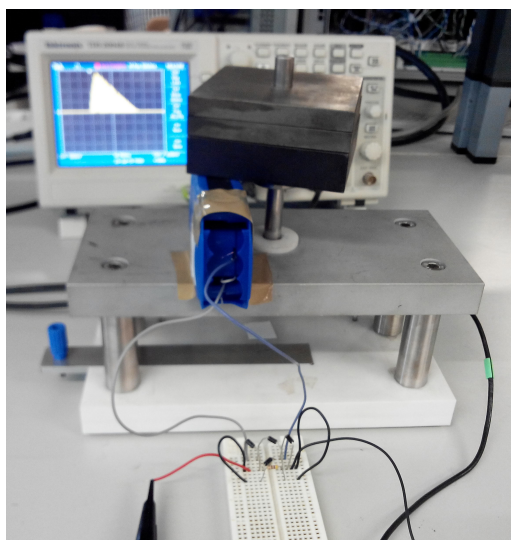


Figura 3.20: Teste de energia máxima com dínamo

As experiências desenvolvidas consistiram na queda livre dos pesos, sobre a alavanca do dínamo, realizando uma força de $19.6N$ correspondentes a $392mJ$ de energia utilizada. A força foi calcula considerando a aceleração da gravidade igual a $9.8m/s^2$ e a energia sabendo que a alavanca do dínamo mede $2cm$. Com o modelo elétrico representado na figura 3.21, onde o transdutor é representado pelo valor da tensão em vazio e a resistência interna e utilizando uma resistência de carga com um valor aproximado à impedância interna do transdutor, mediu-se a tensão aos seus terminais obtendo a figura 3.22.

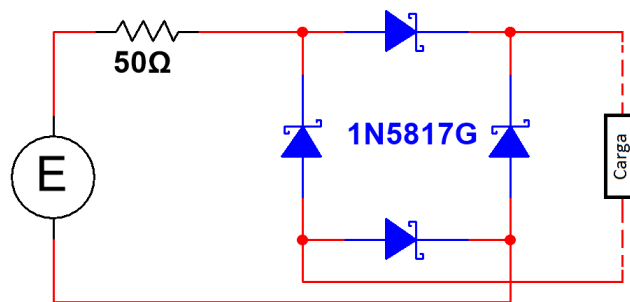


Figura 3.21: Modelo elétrico do dínamo com retificação

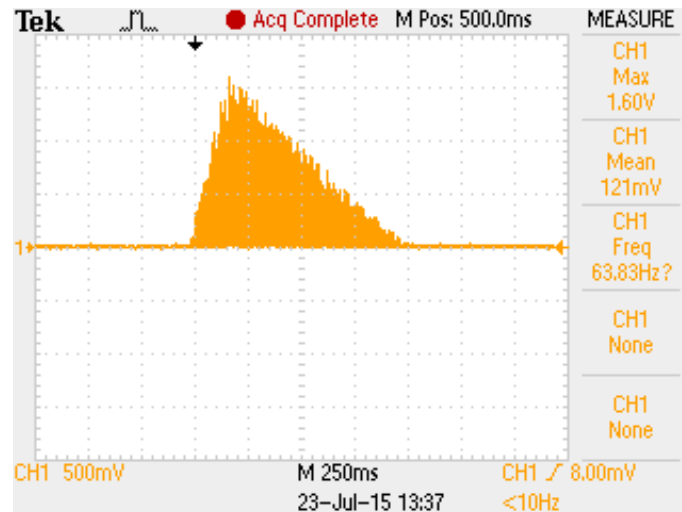


Figura 3.22: Potencial elétrico do dínamo após retificação com carga associada

No entanto, realizaram-se experiências com diferentes cargas de forma a verificar se as condições iniciais da bobina alteravam quando sujeita à IEM. Na tabela 3.8, estão representados os valores das resistências utilizadas como carga e o valor da energia produzida em cada um dos casos. A coluna do rendimento compara a energia produzida com a energia utilizada na alavanca do dínamo.

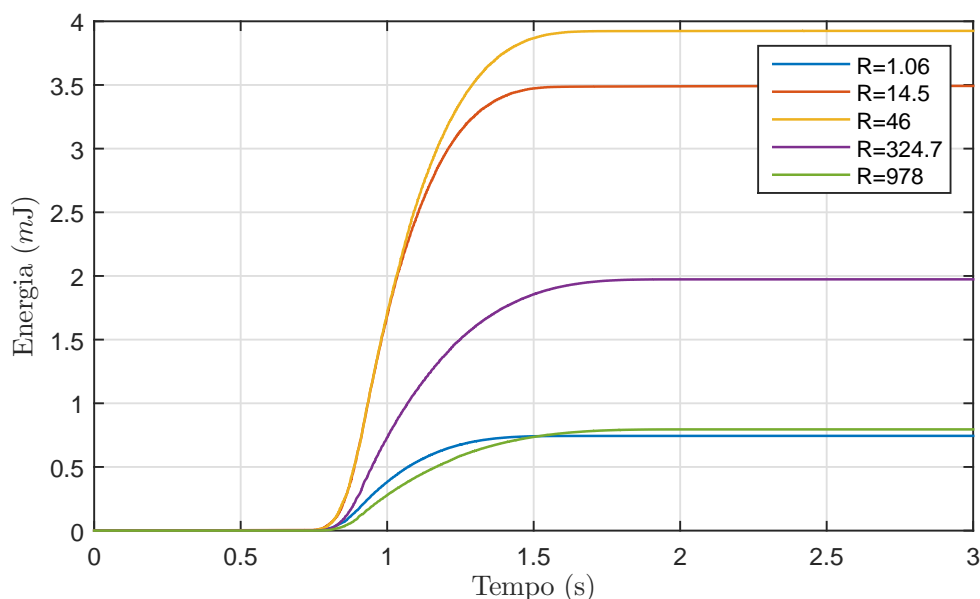


Figura 3.23: Comparação da energia produzida pelo dínamo com diferentes cargas

Tabela 3.8: Energia produzida pelo dínamo quando submetido a 19.6N

Força aplicada (N)/Energia utilizada (mJ)		19.6/392
Resistência (Ω)	Energia produzida (mJ)	Rendimento (%)
1.06	0.744	0.190
14.5	3.49	0.890
46	3.92	1
324.7	1.97	0.503
978	0.795	0.203

Para o cálculo da energia produzida pelo dínamo apresentada na tabela 3.8 e na figura 3.23, calculou-se o integral ao longo do tempo da potência. Potência esta, calculada a partir da multiplicação dos valores da tensão, exportados do osciloscópio, pela corrente calculada pela Lei de Ohm com a resistência correspondente. Este método de cálculo foi utilizado para todos os valores das resistências apresentados. Observando os resultados obtidos verifica-se que a máxima transferência de potência ocorre, quando a carga tem um valor igual à impedância de saída do transdutor, concluindo que a IEM não altera as suas propriedades.

Com o objetivo de verificar a resposta do transdutor quando submetido a diferentes forças, utilizou-se a carga resistiva de 46 Ω e alterou-se o valor do conjunto de pesos para 1Kg, 1.5Kg e 2.5Kg. Esta experiência permitiu realizar uma analogia ao comportamento real, quando diferentes pessoas carregarem no interruptor. Na tabela 3.9 e na figura 3.24 observam-se os valores para a energia produzida nos 4 casos de estudo aqui referenciados.

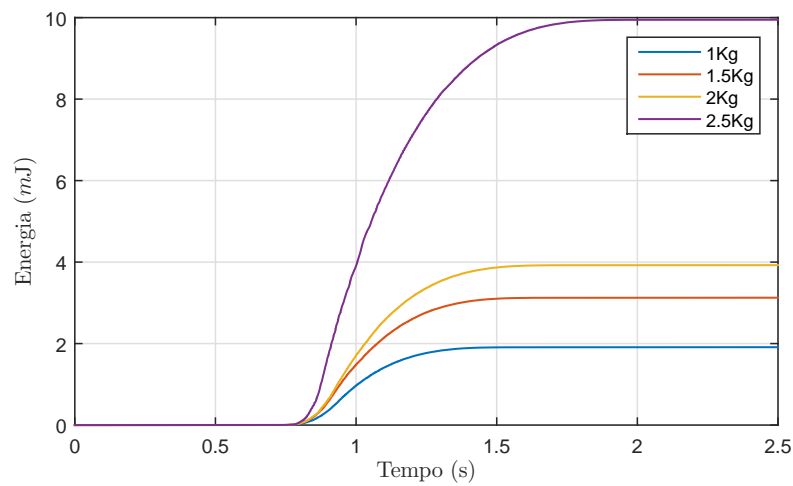


Figura 3.24: Comparação da energia produzida pelo dínamo para a mesma carga, com diferentes forças

Tabela 3.9: Energia produzida pelo dínamo quando submetido a diferentes forças

Força aplicada (N)	Energia utilizada (mJ)	Energia produzida (mJ)	Rendimento (%)
9.8	196	1.91	0.975
14.7	294	3.13	1.06
19.6	392	3.92	1
24.5	490	9.95	2.03

3.4.3.3 ECO200

Um dos dispositivos testados pode ser visualizado na figura 3.25 e é comercializado pela empresa *Enocean*®.

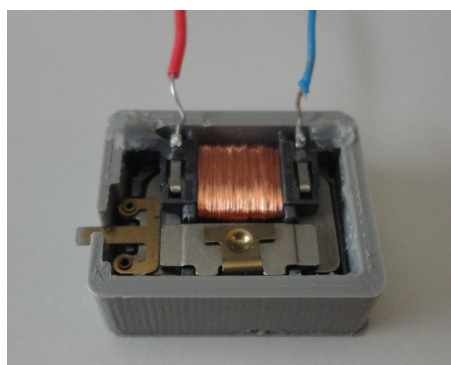


Figura 3.25: Transdutor de indução eletromagnética ECO200

Uma vez que este transdutor é comercializado, o fabricante não fornece as características nem o princípio de funcionamento. Como tal, realizou-se uma análise inicial de forma a entender como era capaz de produzir uma tensão. Como todos os outros transdutores que utilizam a IEM, este possui um íman permanente e uma bobina. A grande diferença é que este contém um circuito ferromagnético que fecha nas extremidades do íman e passa pelo interior da bobina. Ao estar em contacto com os polos magnéticos do íman, elimina possíveis fugas de fluxo, utilizando na totalidade a indução remanescente fornecida pelo íman. Contudo, como não existe variação da indução quando este se mantém estático, este transdutor toma partido da inclinação que o circuito magnético faz com a superfície das espiras da bobina. A patilha dourada conectada ao circuito magnético é a alavanca de controlo da inclinação. Quanto é descida ou subida faz com que a inclinação do circuito magnético altere e a extremidade que antes estava em contacto com o polo norte do íman permanente, passe a estar em contacto com o polo sul. Esta inversão origina uma alteração no sentido do fluxo magnético que atravessa a bobina, criando uma tensão sempre com a mesma polaridade. Uma outra característica que se conseguiu determinar é a independência entre a tensão gerada por este transdutor e a força aplicada à patilha, sendo apenas necessário aplicar a força mínima para que esta se desloque para cima ou para baixo. Realizando alguns testes com o suporte e os pesos já referenciados anteriormente, concluiu-se que a força mínima para se movimentar a patilha é de 4N.

A figura 3.26 representa uma das experiências realizadas para a determinação do valor máximo da energia produzido pelo transdutor. Para realizar esta experiência utilizou-se uma resistência de 150Ω como carga e mediu-se com um osciloscópio o valor da tensão aos seus terminais.

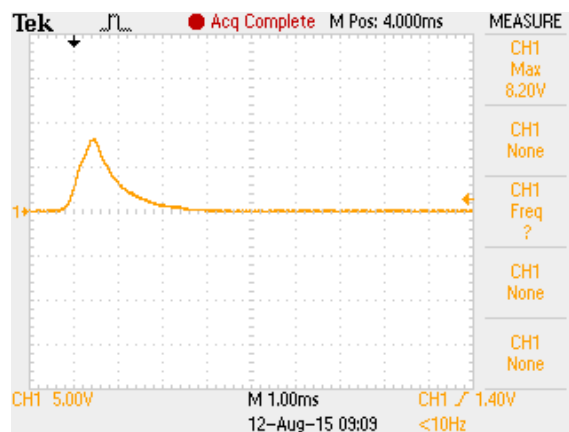


Figura 3.26: Potencial elétrico gerado pelo transdutor ECO200 com uma carga de 150Ω

Os valores medidos foram posteriormente utilizados para o cálculo da energia produzida, pelo mesmo método já referido nas secções anteriores. Dando origem à tabela 3.10 e à figura 3.27, onde se pode verificar os valores das resistências testados e a comparação entre a energia utilizada, na patilha do transdutor, com a energia produzida pelo mesmo.

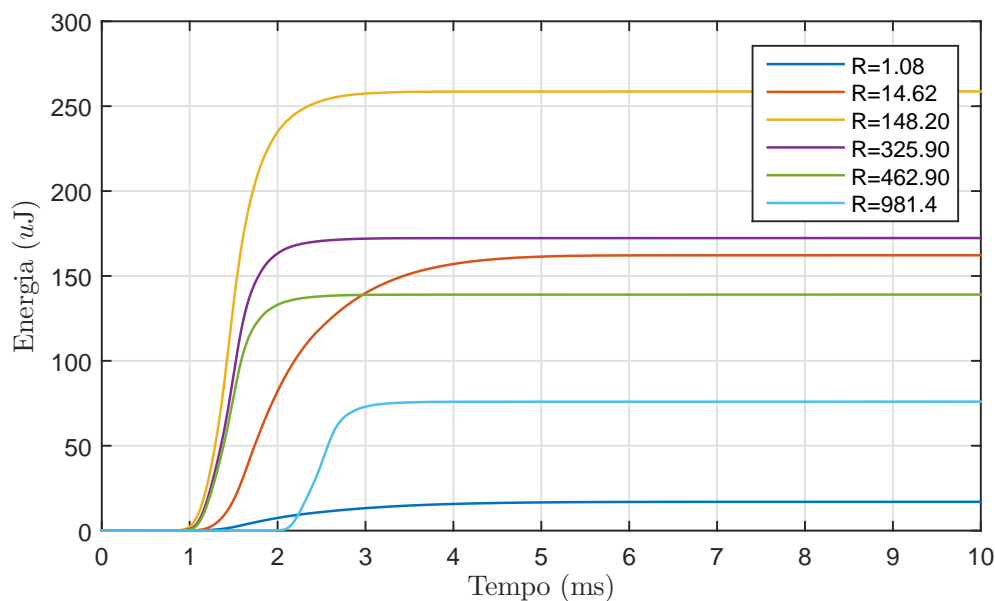


Figura 3.27: Comparação da energia produzida pelo transdutor ECO200 com diferentes cargas

Tabela 3.10: Energia produzida pelo transdutor ECO200

Força aplicada (N)/Energia utilizada (mJ)		4/4
Resistência (Ω)	Energia produzida (uJ)	Rendimento (%)
1.08	16.9	0.423
14.62	162	4.05
148	256	6.4
325.9	172	4.3
462.9	139	3.475
981.4	7.6	0.190

Verifica-se pelos resultados obtidos a existência de um valor de pico para a energia produzida. Este pico obtém-se quando a carga tem um valor resistivo de aproximadamente 150Ω .

3.5 Módulos de comunicação

Como já referenciado na secção 2.3 deste documento, para realizar a comunicação sem fios é necessário ter em conta duas características: a gama de frequências a utilizar e definir a método de envio da informação. Uma vez que a aplicação é necessariamente de baixo consumo e a informação a ser transferida será um simples sinal de comando, as frequências *sub-GHz* são mais vantajosas relativamente a $2.4GHz$, como se pode verificar pelas características abordadas

nas secções 2.3.1 e 2.3.2. Partindo do facto da troca de informação ser num sentido apenas, a escolha mais rentável e de mais baixo consumo é optar por um emissor, do lado do interruptor, e um recetor, do lado do atuador. Aproveitando o facto de a informação transmitida ser simplesmente um sinal de comando, a solução de mais baixo consumo passa por acoplar um codificador ao emissor e um decodificador ao recetor, resultando assim numa montagem sem qualquer tipo de programação e de mais baixo consumo. Esta junção de tecnologias é utilizada nos sistemas de portões de garagem devido ao seu baixo custo de implementação e poupança energética.

3.5.1 Jolly Line® Security Kit

Para ter um termo de comparação, adquiriu-se um conjunto de 2 emissores e 1 recetor comercializados pela empresa Jolly Line®, figura 3.28. Este conjunto transmite a informação a uma frequência de 433MHz e é alimentado com uma pilha de 12V nos emissor e 12 – 24V no recetor [28].



Figura 3.28: Kit Jolly Line 433MHz

Numa primeira abordagem testaram-se as funcionalidades seguindo as instruções de alimentação requeridas. Pressionando os botões do comando, a resposta do lado do recetor foi visualmente acompanhada pelo led de sinalização existente. Contudo, verificou-se um ligeiro atraso desde o envio do sinal, ao pressionar o botão, até à resposta do recetor. Concluídos estes testes, desmontaram-se ambas as partes da comunicação para ter direto acesso aos componentes eletrónicos e assim realizar uma análise mais detalhada, figura 3.29.

Analizando os circuitos elétricos, identificaram-se os circuitos de RF em ambos os dispositivos assim como o codificador e decodificador correspondente. Após a identificação do pino de envio do sinal e com o auxílio a um osciloscópio, foi possível determinar qual o sinal de comando enviado, assim como o atraso temporal desde o envio até uma correta receção do sinal.

Observando a figura 3.30, a amarelo identificamos o sinal enviado pelo emissor, a azul o sinal recebido pelo recetor a uma distância 1m, e a roxo a saída do decodificador, alterando o seu valor lógico de 0 para 1 quando identifica uma correta receção do sinal. Analisando temporalmente



Figura 3.29: Circuitos internos do Kit *Jolly Line*® 433MHz

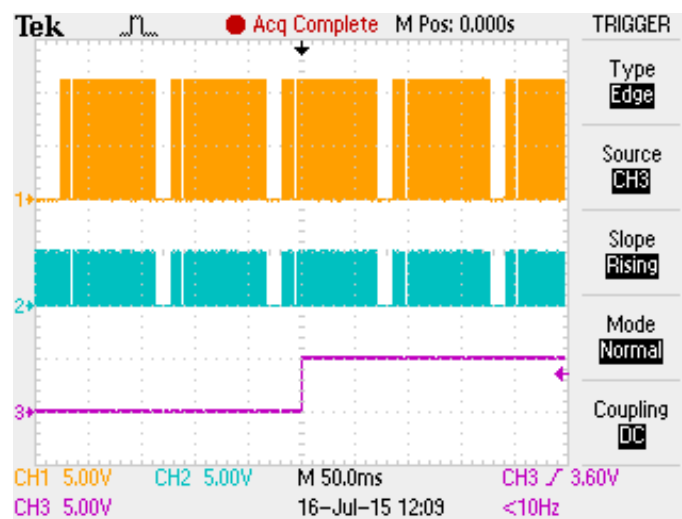


Figura 3.30: Sinal de envio Kit *Jolly Line*® 433MHz

o comportamento do sinal, verifica-se um atraso de aproximadamente $230ms$ desde o instante em que o sinal começa a ser enviado até a sua correta decodificação. Este atraso justifica a necessidade de enviar, no mínimo, duas vezes seguidas o mesmo sinal de comando para que o recetor aceite o sinal recebido como o sinal esperado. Para a medição do consumo destes módulos desenvolveu-se um *setup* adequado, colocando em serie com o emissor uma resistência de 1Ω . Este foi o método de testes utilizado uma vez que, ao inserir uma resistência de 1Ω , minimiza-se o efeito na carga e consegue-se medir calcular com precisão a corrente que flui para o circuito.

Analisando a tensão medida, ilustrada na figura 3.31, verifica-se que instantes antes de o sinal começar a ser enviado, o circuito apresenta um consumo de aproximadamente $6mA$ durante

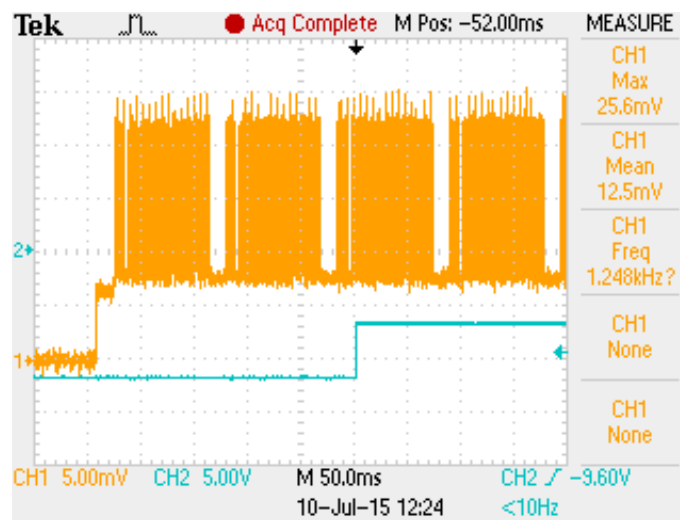


Figura 3.31: Consumos associados ao envio do sinal do Kit Jolly Line[®] 433MHz

13ms, sendo este tempo atribuído ao tempo de *setup* do codificador. Exportando os valores do osciloscópio calculou-se a energia utilizada no envio do sinal, com o cálculo do integral ao longo do tempo da potência. Para obter os valores correspondentes da potência calculou-se a corrente que atravessa a resistência, utilizando a Lei de Ohm, e multiplicou-se pela tensão de alimentação 12V. Para obter um valor informativo de toda a energia utilizada por este equipamento calculou-se a energia desde o instante em que o botão é pressionado até terem sido enviados 2 sinais seguidos, limitando a tensão retirada do osciloscópio à figura 3.32, obtendo-se um resultando de aproximadamente 33mJ, como ilustrado na figura 3.33.

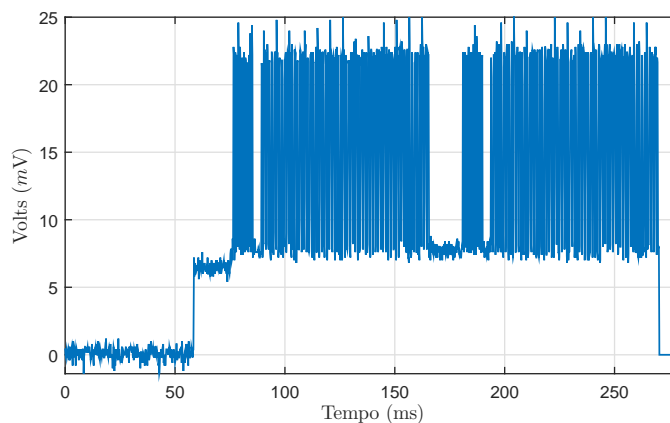


Figura 3.32: Recorte da figura 3.31 para análise do consumo de energia

No entanto, a quantidade de energia disponível é muito limitada, o que levou à pesquisa de outros equipamentos com consumos mais reduzidos. Infelizmente, devido a questões temporais, financeiras e tecnológicas, nem todos os circuitos puderam ser considerados. Uma vez que não

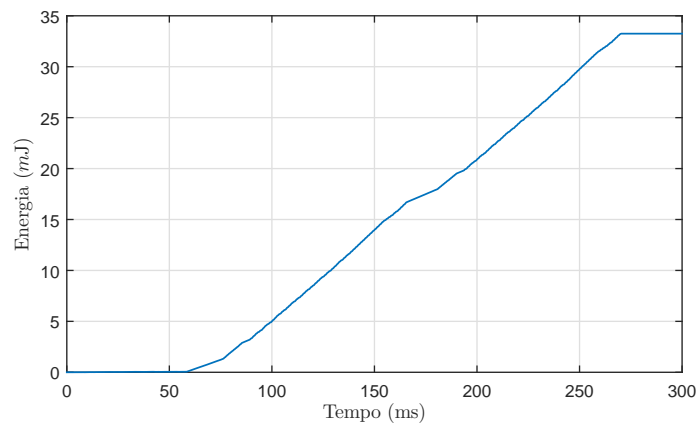


Figura 3.33: Energia necessária para o envio do sinal com o Kit *Jolly Line*® 433MHz

existia a facilidade de produzir certos circuitos pela faculdade, foi necessário realizar uma análise das várias tecnologias presentes no mercado que disponibilizassem um circuito de teste com as características pretendidas.

3.5.2 *Linx Technologies*® LR 433MHz

Após uma pesquisa cuidadosa, descobriram-se uns circuitos integrados com uma frequência de comunicação de 433MHz que satisfaziam as necessidades do projeto e com consumos muito reduzidos. Os circuitos integrados são da empresa *Linx Technologies*® e fazem parte de duas séries de componentes produzidos, a MS serie [29] contendo o codificador e decodificador e a LR serie contendo o emissor e o recetor [30]. Estes módulos, sendo da mesma empresa, são compatíveis entre si, não sendo necessário nenhum tipo de adaptação. Como são apenas responsáveis pela codificação, decodificação, envio e receção do sinal, é necessário projetar os circuitos auxiliares de alimentação e interligação. No entanto, como já referido anteriormente não seria possível desenvolver estes circuitos na faculdade, o que levou a escolha de uma placa de testes disponibilizada pelo fabricante [31].

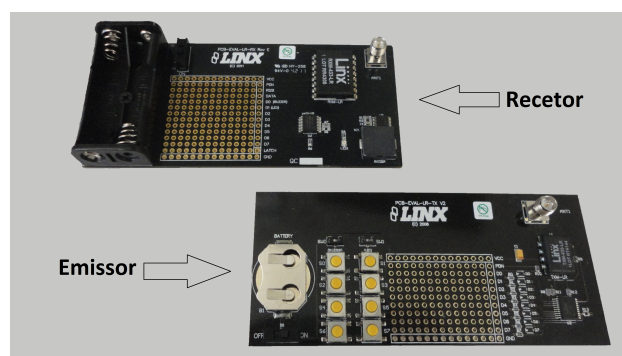


Figura 3.34: Módulos *Linx Technologies*® LR 433MHz

Assim que os módulos foram adquiridos, realizaram-se os mesmos testes de funcionamento e consumo anteriormente referidos.

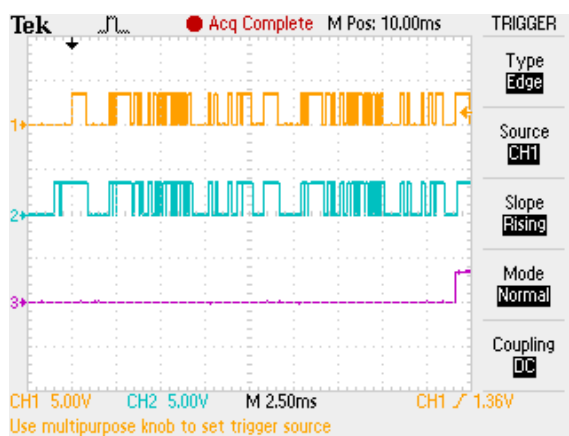


Figura 3.35: Sinal de envio módulos *Linx Technologies*® LR 433MHz

As características que se podem salientar são a alimentação do módulo, que neste caso é 3.6V, em comparação com os 12V do módulo anterior, e a constante temporal desde o envio do sinal até a sua correta descodificação, que diminuiu de 230ms para aproximadamente 22ms. Contudo, realizando uma análise mais detalhada aos consumos do emissor mediu-se a tensão aos terminais de uma resistência de 1Ω em serie com o emissor, resultando na figura 3.36. As duas outras grandes diferenças deste módulo são: a necessidade do emissor precisar de 65ms desde que é alimentado até iniciar o envio do sinal, originando assim um atraso temporal de aproximadamente 87ms e o pico de corrente existente no instante da alimentação do circuito, neste caso aos 20ms.

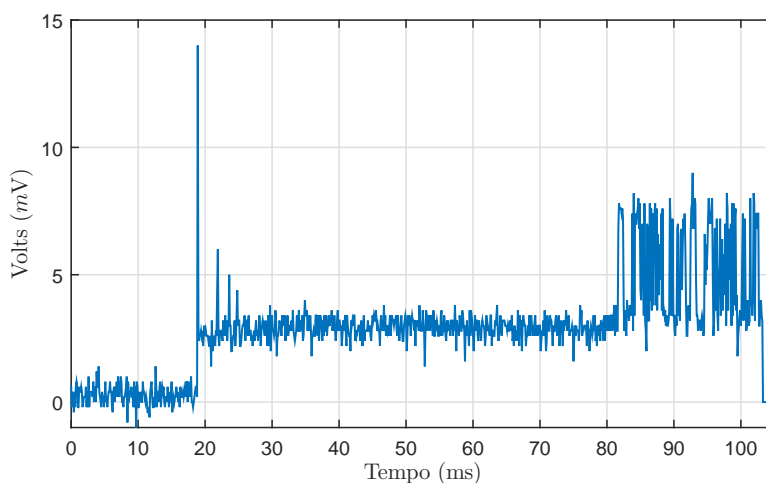


Figura 3.36: Consumos associados ao envio do sinal dos módulos *Linx Technologies*® LR 433MHz

Com os valores da tensão obtidos calculou-se a corrente utilizada pelo emissor. Multiplicando

a corrente pela tensão da alimentação obteve-se a potência, que ao integrar ao longo do tempo resultou na energia utilizada para o envio do sinal de comando. Representada na figura 3.37 a energia utilizada no envio do sinal de comando foi de $1mJ$, que é 33 vezes menos do que os primeiros módulos analisados. Este consumo é também justificado pela potência de transmissão RF dos módulos, que se apresenta na ordem dos $0dBm$.

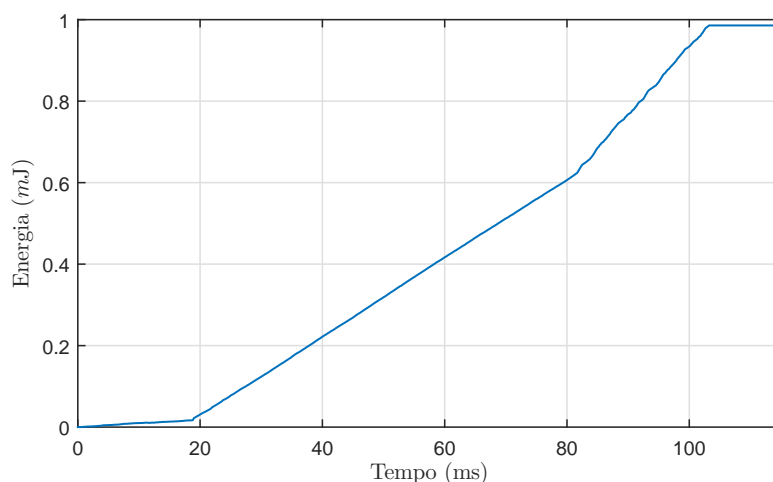


Figura 3.37: Energia necessária para o envio do sinal dos módulos *Linx Technologies*® LR 433MHz

Em termos funcionais, estes módulos têm a vantagem de conseguir produzir até 2^{24} códigos diferentes, o que neste caso em particular é muito importante. De facto, considerando uma habitação comum, podem ser necessários entre 10 a 15 interruptores. Num edifício com 40 habitações podem ser necessários mais de 400 códigos diferentes para que não exista colisão.

Uma vez que não existem preocupações energéticas relacionadas com o módulo de receção do sinal é apenas necessário registar a potência consumida pelo equipamento, nomeadamente a tensão e a corrente necessária para o seu correto funcionamento. Estes módulos estão sempre à espera de receber uma comunicação, e como tal apresentam um consumo constante de $5,6mA$ quando alimentados a $3.3V$. Quando recebem um sinal e comutam uma das suas saídas, conseguem fornecer até $25mA$, ficando a consumir aproximadamente $30mA$. No entanto a corrente necessária vai depender da carga que se colocar à saída do descodificador, assunto que mais tarde se vai apresentar.

3.6 Conclusão

Neste capítulo realizou-se uma fase muito importante no desenvolvimento desta dissertação, a agregação dos objetivos na forma de requisitos para uma melhor perceção do pretendido e uma análise de vários transdutores existentes no âmbito do EH. Ao analisar os transdutores já existentes

no laboratório concluiu-se que a energia máxima que se consegue produzir utilizando um transdutor piezoelétrico de 50mm é aproximadamente $150\mu J$. No entanto, a energia produzida está dependente da força utilizada no transdutor, aumentando consoante a força aumenta. Ao analisar os transdutores de IEM o que foi capaz de produzir o valor mais alto de energia foi o dínamo. Este transdutor conseguiu valores de $2mJ$, quando exercida uma força de $9.8N$, em comparação com $7\mu J$ do altifalante e $250\mu J$ do ECO200. Contudo, estes valores são os valores máximos obtidos com estes transdutores em particular. Não querendo com isto dizer que será sempre este o valor obtido, mas com estes testes, estima-se a ordem de grandeza que se consegue obter ao utilizar transdutores semelhantes a estes.

Os módulos de comunicação escolhidos foram os módulos da *Linx Technologies*®, devido ao seu baixo consumo, elevadas distâncias e pela facilidade de definir novas conexões. Comparando os dois módulos testados, os módulos escolhidos têm uma tensão de alimentação mais baixa e o tempo necessário para o envio do sinal de comando, para ligar ou desligar o circuito de iluminação, é bastante menor. Concluindo-se que estas duas características são as responsáveis pelo consumo 33 vezes inferior aos outros módulos.

Como a energia necessária para alimentar o módulo emissor é de aproximadamente $1mJ$ e comparando os transdutores analisados, concluiu-se que o mais adequado para o desenvolvimento deste projeto será o dínamo, uma vez que, para além de ser suficiente para alimentar o circuito a jusante, cumpre os requisitos inicialmente propostos. Com esta decisão fica assim definida a parte da arquitetura do sistema, relacionada com a conversão de energia e das comunicações sem fios, deixando apenas o circuito de iluminação em aberto.

Capítulo 4

Implementação

4.1 Introdução

Neste capítulo vão ser abordadas as condições de alimentação para cada um dos lados da comunicação. Com a escolha do transdutor para a conversão de energia e dos módulos responsáveis pelo envio do sinal de comando, vai ser analisada a necessidade de incluir um circuito intermédio, para o correto funcionamento do equipamento. Do lado do recetor vai ser discutida a fonte de alimentação que mais se adequa ao projeto e vai ser definido o circuito de controlo da iluminação.

4.2 Condições de alimentação

Com a análise dos diferentes dispositivos de EH e da escolha dos módulos de comunicação, é necessário realizar a interligação entre os dois. Uma vez que existem duas condições de alimentação distintas, este tema será dividido em duas partes: alimentação do emissor e do recetor.

4.2.1 Condições de alimentação do emissor

Uma vez já definido o transdutor de EH é preciso ter em conta as condições de alimentação do circuito de envio. Este necessita de ser alimentado com uma tensão CC compreendida entre 2.1 e 3.6V [31]. Como se pode verificar pela figura 3.19, a tensão produzida pelo transdutor é alternada e a amplitude de pico em vazio pode atingir 4.88V. Com isto é então necessário retificar a onda de saída e condicionar a tensão de forma a não ultrapassar os 3.6V.

Sendo um dos objetivos desenvolver um equipamento económico, decidiu-se utilizar o circuito mais simples e com baixas perdas energéticas. Para se aproveitar ao máximo a energia disponível é necessário realizar uma retificação de onda completa. Tendo em conta que a queda de tensão presente em cada diodo vai diminuir a energia disponível, foram escolhidos os diodos *schottky* 1N5817. Após a retificação da onda de entrada, foi utilizado um diodo *zener* de 3.6V, em paralelo com o circuito emissor, para limitar a tensão como ilustrado na figura 4.1. Este diodo *zener* tem como objetivo limitar a tensão de entrada ao máximo de 3.6V.

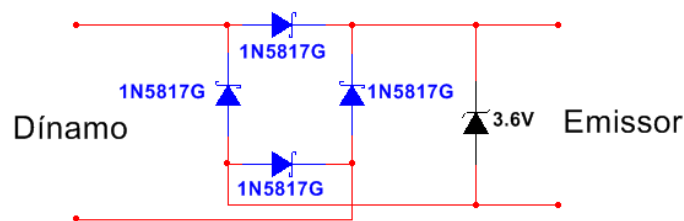


Figura 4.1: Circuito condicionador da alimentação do emissor

4.2.2 Condições de alimentação do recetor

Do outro lado da comunicação, e como o circuito recetor pode ser alimentado pela rede eléctrica, é necessário realizar um condicionamento diferente. Para alimentar o circuito recetor têm-se de ter em consideração dois aspetos: a alimentação do circuito RF e a alimentação da carga associada. A tensão proveniente da rede eléctrica em Portugal é de 230V CA. No entanto, o circuito recetor escolhido tem de ser alimentado com uma tensão CC entre 2.7 e 3.6V [31], sendo necessário reduzir a tensão da rede eléctrica para os níveis pretendidos e realizar uma retificação. Existem várias maneiras de reduzir a tensão, sendo que neste documento vão ser analisadas quatro soluções. A primeira passa por utilizar um transformador com uma razão entre as espiras do primário e do secundário, de forma a obter no secundário a tensão pretendida. Esta é uma solução segura, fácil, mas dispendiosa e volumosa, devido ao preço de construção do transformador e do seu volume. Uma segunda solução é realizar um divisor de tensão à base de resistências [32]. Esta solução é de fraca qualidade energética e não é viável para circuitos que necessitem de uma tensão fixa e constante, uma vez que se a tensão de entrada ou a corrente da carga variar, a diferença de potencial nas resistências do divisor vai diminuir [32]. As soluções três e quatro são as mais adequadas de se desenvolver, quando o preço e o volume são um fator importante.

Uma fonte de alimentação resistiva sem transformador, substitui a resistência em paralelo com a carga, por um diodo *zener* com a tensão pretendida [32], como se pode verificar na figura 4.2.

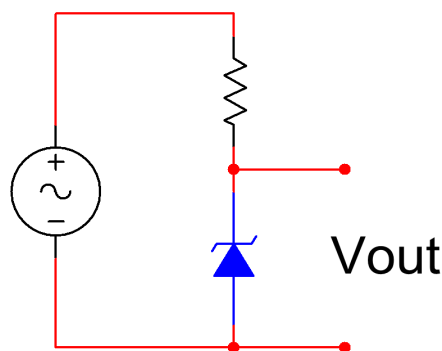


Figura 4.2: Divisor de tensão com diodo *zener*

Ao substituir a resistência por um diodo *zener* garante-se uma tensão à saída constante, independentemente da corrente da carga ou de possíveis variações da tensão da entrada. Este efeito verifica-se porque o diodo *zener* tem a capacidade de conduzir a corrente elétrica quando a diferença de potencial aos seus terminais é superior à tensão do diodo. A grande desvantagem deste tipo de circuitos são as perdas por efeito de joule, pois como os potenciais elétricos em causa são muito elevados, as correntes tornam-se também elevadas e pode levar a utilizar resistências de muito alta potência, aumentando o preço e o volume do circuito.

Substituindo a resistência por um condensador, figura 4.3, entra-se no domínio das fontes de alimentação capacitivas sem transformador. Este tipo de fonte de alimentação é utilizado quando se necessita de alimentar a carga com dezenas de miliamperes. A corrente é armazenada no condensador e quando é necessária para o circuito é descarregada sem perdas, tornando este circuito mais eficiente do que uma fonte resistiva [32]. Quando um condensador é atravessado por uma tensão alternada, a sua impedância interna opõe-se à corrente, limitando a corrente para o resto do circuito. Pelo facto de estar em série vai ser submetido a tensões positivas e negativas, sendo necessário um condensador sem qualquer tipo de polarização e capaz de suportar as tensões impostas. A grande vantagem da utilização deste circuito é a elevada impedância dos condensadores, que permitem obter correntes consideráveis sem as perdas por efeito de joule. Contudo, apesar de diminuir as perdas relativas ao elemento resistivo, uma resistência é sempre necessária nestes circuitos. Se um condensador for alimentado no instante em que a tensão de alimentação está no seu pico, o condensador vai carregar tão rápido que momentaneamente pode ser interpretado como um curto-circuito. Na presença deste curto-circuito, a corrente que carregou o condensador pode ultrapassar os limites impostos e danificar partes do circuito ou até criar descargas elétricas no momento em que a fonte é ligada à tomada [32]. Por estes motivos, uma resistência de baixo valor é colocada em série com o condensador.

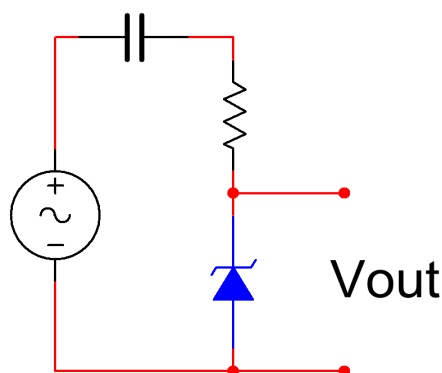


Figura 4.3: Divisor de tensão de uma fonte capacitiva

Esta resistência vai definir qual a máxima corrente de curto-circuito aceitável, tendo em conta que convém ser pequena o suficiente, para não gerar muitas perdas pelo efeito de joule. As duas desvantagens da utilização deste circuito são: o custo e o volume associado ao condensador.

Com a redução da tensão para os níveis pretendidos é agora necessário realizar a retificação da

onda de entrada. Existem dois tipos de retificação: retificação de meia onda ou onda completa. A utilização de uma retificação de meia onda implica menos componentes, mas sofre de uma redução da corrente disponível à saída, ou seja, para obter os mesmos valores de corrente é necessário aumentar a amplitude da corrente de entrada. Este efeito verifica-se, pois durante o tempo em que a onda de entrada é negativa, com a retificação de meia onda, a tensão é nula assim como a corrente, utilizando apenas metade da corrente disponível. Ao realizar uma retificação de onda completa a metade negativa é retificada tornando-se positiva e assim é possível utilizar toda a corrente proveniente da alimentação. Contudo, devido às ligações e às quedas de tensão de cada componente, nunca se consegue obter um sistema sem perdas, querendo isto dizer que a corrente disponível à saída será sempre menor que a corrente de entrada.

Tendo em conta que o produto em desenvolvimento vai ligar ou desligar uma lâmpada que é alimentada a 230V foi necessário pensar numa solução para se fornecer potência suficiente à carga. Para isso, e com o objetivo de isolar eletricamente a carga do circuito de comando, decidiu-se utilizar um relé de 230V CA e que suportasse 5A conseguindo assim comutar cargas até 1KVA [33]. No entanto, este relé necessita de uma alimentação de 12V e tem consumos de 17mA quando ativo, algo que o decodificador escolhido não é capaz de suportar. Desenvolveu-se então o circuito eletrónico para interligar o decodificador ao relé que por sua vez liga ou desliga a lâmpada, figura 4.4. Utilizando um transistor BC547 e alimentando o relé com 12V, ultrapassou-se o problema. Foi colocando ainda um diódo 1N4004 em paralelo com o relé, servindo de precaução no caso de se cortar a alimentação do relé e ainda existir corrente armazenada na bobina do mesmo. A corrente existente vai circular livremente entre o diódo e a bobina até se extinguir, evitando que passe pelo transistor e danifique o pino de saída do decodificador. À saída do decodificador foi ainda introduzida uma resistência de 56K Ω para limitar a corrente. Esta resistência foi dimensionada tendo em conta a corrente necessária para ativar o transistor e por consequentemente o relé. Assim, são eliminados os consumos excessivos pela parte do circuito recetor.

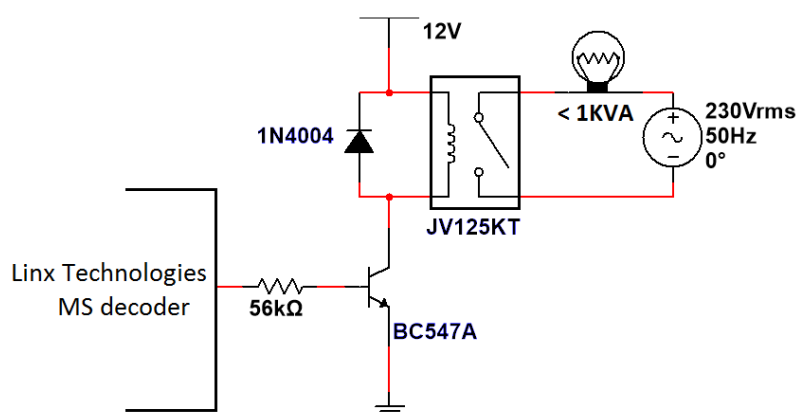


Figura 4.4: Circuito de controlo da iluminação

Ao acrescentar o condicionamento da carga, verificou-se a necessidade de ter dois potenciais elétricos disponíveis para alimentar duas partes distintas do circuito, 12V para o relé e 3.3V

para o circuito recetor. Como tal, foi necessária uma abordagem diferente no desenvolvimento da fonte de alimentação, considerando reduções progressivas. Uma vez que tensão inicial é de 230V, a primeira redução realiza-se utilizando um diódo *zener* para os 12V, de seguida, utilizando um LM1086 – 3.3 [34], reduz-se para 3.3V garantindo assim a alimentação do relé e do circuito recetor. A escolha específica de um regulador de tensão com saída fixa é justificada pelo facto do circuito recetor necessitar de uma alimentação com poucos desvios [30], caso isso não aconteça existe a possibilidade de uma incorreta receção e análise do sinal recebido.

É ainda necessário medir os consumos nos instantes mais críticos para se poder dimensionar os componentes e escolher qual o tipo de fonte mais adequada. Utilizando um multímetro, mediram-se os consumos em corrente das várias partes constituintes do circuito. Em *standby* verificou-se um consumo de 10.6mA, devido ao consumo constante do circuito RF e ao regulador de tensão para 3.3V. Quando o circuito recetor recebe um sinal válido e comuta a carga, o relé entra em funcionamento aumentando o consumo para 24.2mA, sendo este o consumo máximo esperado deste circuito. Com o conhecimento dos valores dos consumos iniciou-se o dimensionamento da fonte de alimentação. Desenvolveram-se testes nos diferentes tipos de fontes anteriormente referidos, fonte resistiva ou capacitiva, com retificação de meia onda ou onda completa. Os testes realizados consistiram numa análise teórica e numa simulação em *Multisim*® comparando os valores teóricos aos valores simulados.

4.2.2.1 Fonte resistiva com retificação de onda completa

Inicializando a análise pela fonte resistiva de onda completa, verifica-se que toda a corrente que atravessa a resistência tem a possibilidade de ser utilizada como corrente de saída nos instantes em que o diódo *zener* não conduz, pois o condensador à saída tem a capacidade de fornecer tanta corrente como aquela que lhe é fornecida pela resistência. Desta forma, o valor médio da corrente que atravessa a resistência representa o valor máximo da corrente que a fonte de alimentação é capaz de fornecer [32]. A corrente de saída é calculada a partir do valor médio da forma de onda de entrada. Como se está perante uma retificação de onda completa, basta calcular o valor médio da tensão da entrada na primeira arcada do sinal, dando origem à expressão 4.1.

$$i_{out.max.ondacompleta} = \frac{\left(\frac{\int_0^\pi (V_{pk} - V_{zener}) * \sin \theta d\theta}{\pi - 0} \right)}{R} = 0.637 \frac{(V_{pk} - V_{zener})}{R} \quad (4.1)$$

Tabela 4.1: Dimensionamento da fonte resistiva com retificação de onda completa

V_{pk} (V)	V_{zener} (V)	i_{out} (mA)	R (KΩ)
325	12	25	8

O valor da resistência apresentado na tabela 4.1 é o valor máximo necessário para se alimentar o circuito com a corrente pretendida. Uma outra característica muito importante neste tipo de fonte de alimentação são as perdas por efeito de Joule presentes na resistência. Para dimensionar

este circuito é necessário que a resistência seja capaz de suportar a potência que por ela atravessa. Para calcular estas perdas utiliza-se a expressão 4.2.

$$P_{joule} = R * i_{in}^2 \quad (4.2)$$

Sendo que $i_{in} = 30mA$ calculada a partir da expressão 4.3.

$$i_{in} = \frac{V_{RMS}}{R} \quad (4.3)$$

Tabela 4.2: P_{joule} da fonte resistiva com retificação de onda completa

R (K Ω)	i_{in} (mA)	P_{joule} (W)
8	30	7.2

Como se pode verificar pela análise da tabela 4.2, o valor da potência que a resistência têm de ser capaz de suportar é elevado, tornando-se num problema, uma vez que nem todos os valores de potência são comercializados. O custo elevado e o aquecimento devido as perdas pelo efeito de joule podem ser um fator negativo para esta fonte. Para realizar a simulação em *Multisim*® foi necessário realizar alguns ajustes, nomeadamente no valor da resistência, pois 8K Ω não é um valor standard. Para simular um consumo de 25mA utilizou-se uma fonte de corrente contínua como carga. Considerando o valor da potência necessária excessivo e realizando uma análise do mercado, concluiu-se que a melhor configuração seria ter duas resistências em paralelo, diminuindo assim a potência necessária em cada uma delas e continuando a obter o mesmo valor para a corrente figura 4.5.

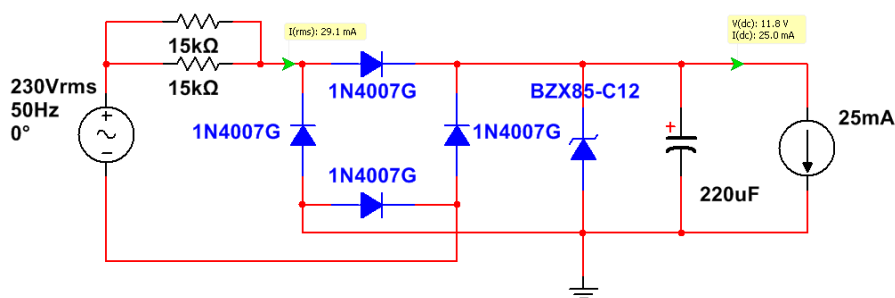


Figura 4.5: Circuito simulado para uma fonte resistiva com retificação de onda completa

Os díodos retificadores 1N4007 foram escolhidos pela gama de tensão que suportam (até 1000V) e por serem os menos dispendiosos dentro desta gama. Com esta configuração garantimos que todos os requisitos são cumpridos. As duas resistências de 15K Ω são de 5W cada uma realizando um total de 10W. Comparando com os cálculos a cima efetuados, este valor é superior ao necessário, contudo realizando uma análise do mercado, esta é a configuração menos dispendiosa, uma vez que o valor de 5W é mais comercializado e consequentemente mais barato. A tabela

4.3 mostra o preço por unidade dos componentes utilizados. Estes preços estão considerados à compra de 1 unidade de cada componente.

Tabela 4.3: Orçamento da fonte resistiva com retificação de onda completa dimensionada

Resistiva onda completa (total)	1.887 €
2 * 15K Ω _5W	1.032 €
1N4007	0.128 €
BZX85C12	0.223 €
220 μ F	0.504 €

4.2.2.2 Fonte resistiva com retificação de meia onda

Analisando a fonte resistiva de meia onda verificamos o mesmo princípio de funcionamento, com a exceção de agora a corrente de saída ser calculada a partir de metade do valor médio da forma de onda de entrada, uma vez que a outra arcada é sempre 0V. Com isto, altera-se a expressão dando origem à expressão 4.4. Os resultados obtidos para o dimensionamento e as P_{joule} associadas são apresentados na tabela 4.4.

$$i_{out.max.meiaonda} = \frac{\left(\frac{\int_0^\pi (V_{pk} - V_{zener}) * \sin \theta d\theta}{2\pi - 0} \right)}{R} = 0.318 \frac{(V_{pk} - V_{zener})}{R} \quad (4.4)$$

Tabela 4.4: Dimensionamento e P_{joule} da fonte resistiva com retificação de meia onda

V_{pk} (V)	V_{zener} (V)	i_{out} (mA)	R (K Ω)	i_{in} (mA)	P_{Joule} (W)
325	12	25	4	57.5	13.3

Mais uma vez, como foi referido em cima, para a simulação foi escolhida a melhor configuração em termos de potência e custos, dando origem ao circuito da figura 4.6.

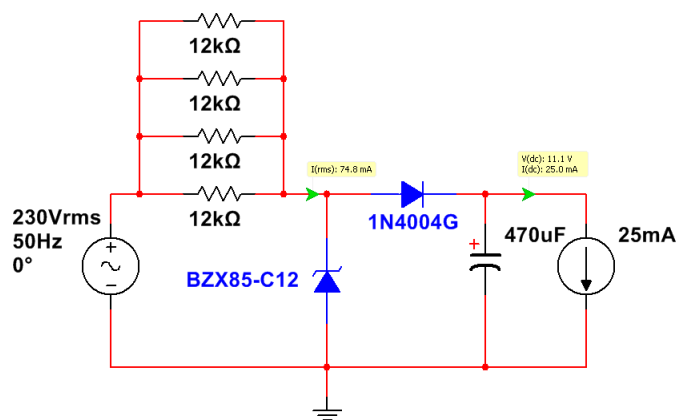


Figura 4.6: Circuito simulado para uma fonte resistiva com retificação de meia onda

Comparando os dois circuitos apresentados verificam-se 2 componentes diferentes: o diodo retificador e o condensador de saída. A alteração do diodo utilizado é justificada pelo facto da tensão máxima aos terminais do diodo ser diferentes nas duas situações apresentadas. Na figura 4.5 os diodos encontram-se a montante do diodo *zener*, estando expostos a potenciais elétricos mais elevados do que na figura 4.6, em que a tensão máxima que passa nos seus terminais é definido pelo diodo *zener*. Desta forma é possível reduzir significativamente o preço do componente. O aumento da capacidade do condensador serve para reduzir o *ripple*, uma vez que como a retificação é só de meia onda, a tensão armazenada no condensador descarrega a uma frequência mais elevada que o sinal de entrada, reduzindo o valor da tensão em 1.2V a cada descarga. Uma vez que esta variação pode interferir com o resto do circuito, decidiu-se aumentar o valor do condensador e assim obrigar a frequência de descarregamento a diminuir, obtendo um *ripple* de 0.6V. A tabela 4.5 mostra o custo de implementar esta fonte de alimentação.

Tabela 4.5: Orçamento da fonte resistiva com retificação de meia onda dimensionada

Resistiva meia onda (total)	2.931 €
4 * 12KΩ_5W	2.064 €
1N4004	0.043 €
BZX85C12	0.223 €
470μF	0.601 €

4.2.2.3 Fonte capacitiva com retificação de onda completa

A grande diferença das fontes capacitivas é a inserção de um condensador em série com a resistência de entrada. Ao acrescentar este condensador na entrada, a corrente vai atravessar a impedância Z imposta pelo condensador e pela resistência. Analisando a fonte capacitiva com retificação de onda completa, têm-se uma nova expressão para o cálculo da corrente máxima de saída.

$$i_{out.max.meiaonda} = \frac{\left(\frac{\int_0^\pi (V_{pk} - V_{zener}) * \sin \theta d\theta}{\pi - 0} \right)}{Z} = 0.637 \frac{(V_{pk} - V_{zener})}{Z} \quad (4.5)$$

Na expressão acima tem-se presente duas incógnitas, o que nos obriga a definir uma delas. Uma vez que, como já referido acima, a resistência serve apenas para limitar o valor da corrente de curto-circuito máxima admitida, esta foi dimensionada pensando nesse aspeto em particular, assim como nas possíveis perdas pelo efeito de joule. Definindo-se um valor de 100Ω para esta resistência. A frequência do sinal de entrada é de 50Hz em Portugal, pelo que os cálculos serão efetuados com esse valor.

Tendo em conta a impedância de entrada Z , para o cálculo da potência que atravessa a resistência R é necessário descobrir a corrente de entrada. Para isso, utiliza-se a expressão 4.2 e 4.6 e os resultados associados na tabela 4.6.

$$i_{in} = \frac{V_{RMS}}{Z} \quad (4.6)$$

Tabela 4.6: Dimensionamento e P_{Joule} da fonte capacitiva com retificação de onda completa

V_{pk} (V)	V_{zener} (V)	i_{out} (mA)	R (Ω)	C (nF)	i_{in} (mA)	P_{Joule} (W)
325	12	25	100	400	29	0.084

O valor do condensador de $400nF$ não é um valor comum, por isso foi necessário escolher um valor aproximado para realizar a simulação. Uma vez que este vai estar sujeito a 230V CA escolheu-se um condensador que suportasse até 275V CA. O circuito simulado em *Multisim*® está representado na figura 4.7 e o custo associado ao desenvolvimento desta fonte na tabela 4.7.

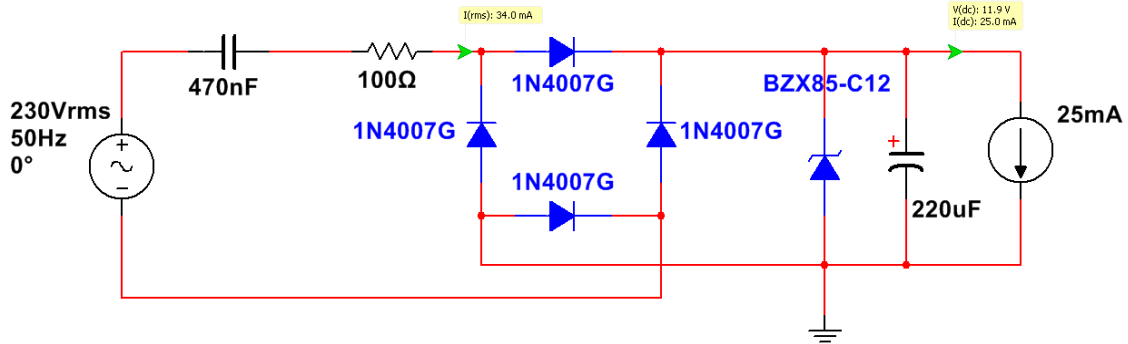


Figura 4.7: Circuito simulado para uma fonte resistiva com capacitiva de onda completa

Tabela 4.7: Orçamento da fonte capacitiva com retificação de onda completa dimensionada

Capacitiva onda completa (total)	1.426 €
470nF_275V CA	0.480 €
100 Ω - $\frac{1}{4}W$	0.091 €
4 * 1N4007	0.128 €
BZX85C12	0.223 €
220 μF	0.504 €

4.2.2.4 Fonte capacitiva com retificação de meia onda

Realizando a ponte para a fonte capacitiva com retificação de meia onda, torna-se vantajosa a utilização deste circuito pelo número reduzido de componentes necessários. Contudo, para obter a mesma corrente de saída será necessário dimensionar de outra forma os componentes. A expressão 4.7 foi a expressão utilizada para o dimensionamento desta fonte e os seus resultados podem ser verificados na tabela 4.8.

$$i_{out.max.meiaonda} = \frac{\left(\frac{\int_0^\pi (V_{pk} - V_{zener}) \sin \theta d\theta}{2\pi - 0} \right)}{Z} = 0.318 \frac{(V_{pk} - V_{zener})}{Z} \quad (4.7)$$

Tabela 4.8: Dimensionamento e P_{Joule} da fonte capacitiva com retificação de meia onda

V_{pk} (V)	V_{gener} (V)	i_{out} (mA)	R (Ω)	C (nF)	i_{in} (mA)	P_{Joule} (W)
325	12	25	100	800	57.8	0.334

Tendo em conta o valor dos componentes, neste caso em particular, foi alterado o condensador para o valor de $1\mu F$, uma vez que este é metade do preço do que um condensador de $820nF$ e não obriga ao aumento da potência suportada pela resistência de 100Ω . Na figura 4.8 está representado o circuito simulado e na tabela 4.9 o custo de cada componente dimensionado para esta fonte.

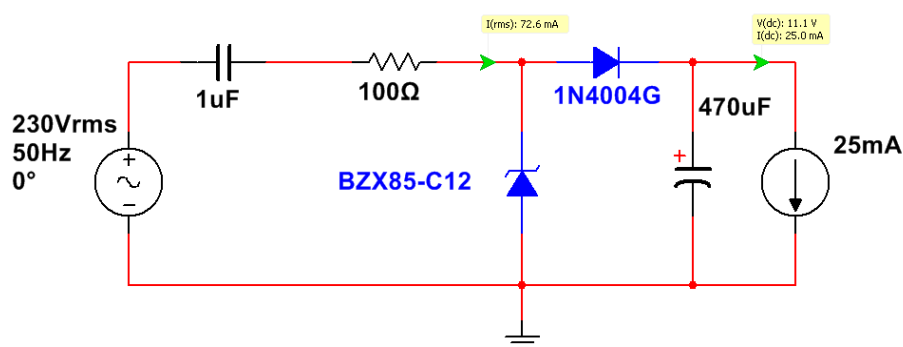


Figura 4.8: Circuito simulado para uma fonte resistiva com capacitiva de meia onda

Tabela 4.9: Orçamento da fonte capacitiva com retificação de meia onda dimensionada

Capacitiva onda completa (total)	1.450 €
$1\mu F_{-275V CA}$	0.492 €
$100\Omega_{\frac{1}{4}W}$	0.091 €
1N4004	0.043 €
BZX85C12	0.223 €
$470\mu F$	0.601 €

Após terem sido avaliadas as possibilidades apresentadas, só um tipo de fonte foi implementado na prática. A fonte escolhida foi a capacitiva com retificação de onda completa. O seu baixo custo de implementação, baixas perdas por efeito de joule e o seu volume reduzido fazem com que esta fonte seja a mais vantajosa neste caso em particular. Para efeitos de comparação organizou-se o preço final de cada fonte e realizou-se a tabela 4.10. Como se pode verificar a negrito, a fonte escolhida tem o custo mais reduzido. Realizou-se ainda uma pesquisa relativa ao valor de um transformador com as características pretendidas e como já referido acima, o seu preço é demasiado elevado.

Tabela 4.10: Comparação do custo de implementação das diversas fontes analisadas

Resistiva onda completa (total)	1.887 €
Resistiva meia onda (total)	2.931 €
Capacitiva onda completa (total)	1.426 €
Capacitiva meia onda (total)	1.450 €
Transformador 230V/12V_6VA	15.37 €

4.3 Conclusão

Neste capítulo foram abordados dois temas fundamentais: as condições de alimentação dos módulos RF e o circuito de controlo da iluminação. Relativamente à alimentação do módulo emissor, como é proveniente de um transdutor de tensão alternada realizou-se uma retificação da onda de entrada e limitou-se a tensão máxima gerada, de forma a não danificar o equipamento. Considerando o módulo recetor outras condições tiveram de ser consideradas, uma vez que a alimentação é proveniente da rede elétrica. Optou-se por utilizar uma fonte capacitiva com retificação de onda completa, devido ao seu baixo custo de implementação e ao baixo volume ocupacional. Esta fonte foi dimensionada com dois valores de tensão disponíveis: 3,3V e 12V, sendo que o valor mais baixo serve para alimentar o módulo recetor e os 12V para alimentar o circuito de controlo da iluminação. Este circuito de controlo utiliza um rele que suporta potências até 1KVA e é comutado com auxílio a um transístor, que interliga ao decodificador escolhido.

Finalizado este capítulo concluiu-se a arquitetura final do sistema, representada na figura 4.9, onde se pode visualizar todos os principais constituintes do projeto.

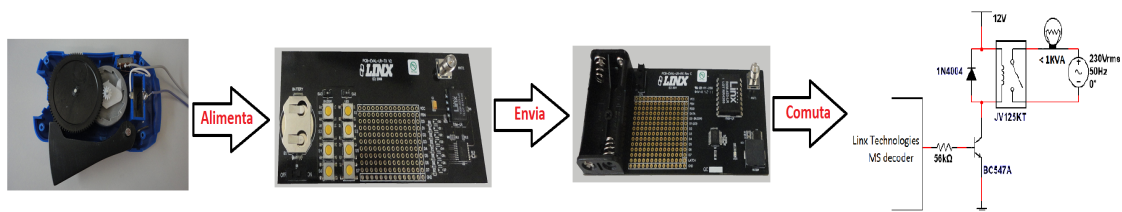


Figura 4.9: Arquitetura final do sistema

Capítulo 5

Validação experimental

5.1 Introdução

Neste capítulo vão ser apresentadas as partes constituintes do protótipo final, um possível orçamento do produto finalizado e vão ser validados os requisitos inicialmente propostos.

5.2 Teste Funcional

Com as partes constituintes do projeto analisadas, realizou-se um protótipo juntando todo o conhecimento e as escolhas anteriormente referidas. Sumariando as escolhas realizadas no capítulo 3, para o aproveitamento da energia decidiu-se utilizar o dínamo, discutido na secção 3.4.3.2. Este foi o único equipamento capaz de fornecer a energia necessária para o correto funcionamento dos módulos de comunicação escolhidos, abordados na secção 3.5.2. Os módulos da *Linx Technologies*® LR 433MHz são os de mais baixo consumo, entre os analisados, e o seu desempenho cumpriu todos os requisitos, sendo com eles possível atingir grandes distâncias na comunicação. Relativamente ao circuito de alimentação do módulo recetor escolheu-se uma fonte de alimentação capacitiva sem transformador com retificação de onda completa, discutida na secção 4.2.2.3, devido ao baixo custo e do reduzido volume necessário para a sua implementação. Montaram-se os circuitos escolhidos em *breadboard* e realizaram-se os testes funcionais.

Na figura 5.1, observa-se a fonte capacitiva sem transformador com retificação de onda completa a alimentar o módulo recetor e o circuito de controlo da iluminação. O ponto de iluminação escolhido para este teste foi uma lâmpada de 30W, que após o envio do sinal por parte do interruptor, liga ou desliga consoante o seu estado anterior.

Na figura 5.2, observa-se o dínamo que vai produzir a energia necessária para o envio do sinal, ligado a uma ponte de díodos que realiza a retificação e que alimenta o módulo emissor da *Linx Technologies*®.

Após pressionar uma vez o interruptor, a luz acende, tal como ilustrado na figura 5.3.

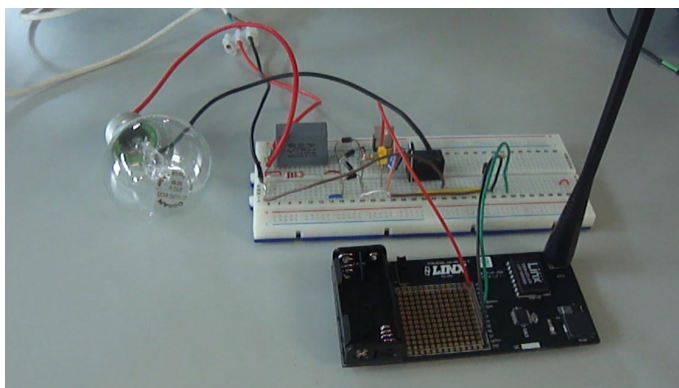


Figura 5.1: Montagem em breadboard do circuito recetor com carga acoplada

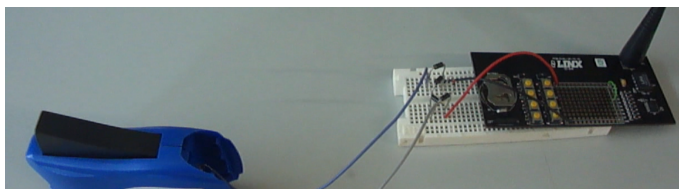


Figura 5.2: Montagem em breadboard do circuito emissor com o elemento de EH

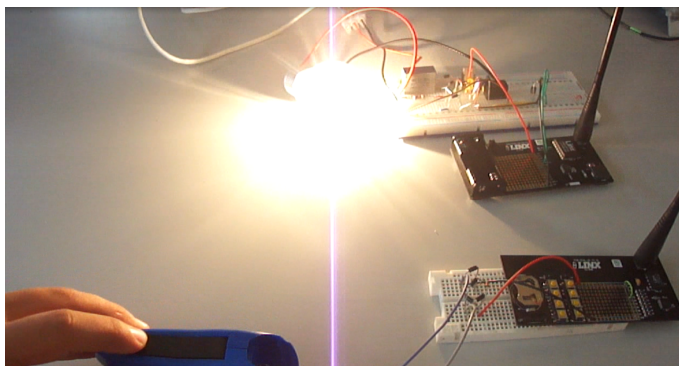


Figura 5.3: Teste funcional ao interruptor

Esta luz fica constantemente acesa até que se volte a pressionar novamente o interruptor.

5.3 Orçamento do sistema

Pensando numa possível produção deste produto contabilizou-se os custos associados a este projeto. Os custos associados à fonte de alimentação do módulo recetor já foram apresentados, mas os módulos da *Linx Technologies*® e o equipamento de EH ainda não foram contabilizados.

Tabela 5.1: Custos das partes constituintes do projeto

Fonte capacitiva com retificação de onda completa (total)	1.426€
Conjunto emissor/recetor <i>Linx Technologies</i> ® c/ antenas	33.12€
Circuito de controlo da iluminação	1.24€
Dínamo	1.5€
Circuito condicionador do sinal de entrada	1.17€
Total	38.5€

O conjunto emissor/recetor *Linx Technologies*® c/ antenas inclui o codificador, o decodificador, o emissor e o recetor 433MHz, assim como, as 2 antenas necessárias para a comunicação e o regulador de tensão para alimentar o módulo. O circuito de controlo da iluminação inclui o rele, o diódo *freewheel* e o transístor de comutação. O circuito condicionador do sinal de entrada inclui os 4 diódos *schotky* 1N5817 mais o diódo *zener* de 3.6V. O custo total representado na tabela 5.1, está registado com os preços individuais de cada componente, o que levará a uma provável descida no preço final caso os componentes sejam comprados em grandes quantidades. Os preços de produção e de mão-de-obra não estão incluídos, mas acredita-se que sejam significativos e que de certa forma aumentassem o preço do produto para ser comercializado a 50€. Este valor esta dentro do requisito não funcional apresentado na secção 3.2.2.

5.4 Validação dos requisitos

Realizaram-se vários testes para verificar a consistência deste projeto e obtiveram-se algumas conclusões. Um das características mais importantes é a quantidade de força mínima necessária para enviar o sinal de comando. Analisando a secção 3.4.3.2, segundo a tabela 3.9, basta apenas realizar uma força de 9.8N para que este equipamento seja capaz de produzir energia suficiente para enviar o sinal de comando. Contudo, essa energia é para uma carga de 46Ω, algo que neste caso em particular não acontece. Como tal, utilizaram-se novamente o suporte e os pesos existentes no laboratório para calcular a força necessária. Como demonstrado pela figura 5.4, o sinal de comando é enviado quando exercemos uma força de 14.7N. Neste caso em particular foi utilizado o led existente no módulo recetor para validar a receção do sinal. Na parte de trás da figura consegue-se ver a forma de onda da tensão aplicada ao circuito emissor. A noção da quantidade de força necessária a aplicar no interruptor é uma característica importante, na medida que este deve poder ser utilizado pela maioria das pessoas.

Outra característica é a distância a que estes dispositivos conseguem comunicar. Uma vez que os módulos utilizados já são pré-fabricados, não se consegue prever com uma grande exatidão quais as distâncias máximas para a comunicação, principalmente pela construção da antena, que num circuito impresso nunca poderia ser deste tipo. Contudo, foram testados dentro do edifício do laboratório e foi possível comunicar corretamente a 4 pisos na vertical, o que corresponde a aproximadamente 10m, contabilizando as paredes e todas as interferências que um edifício pode

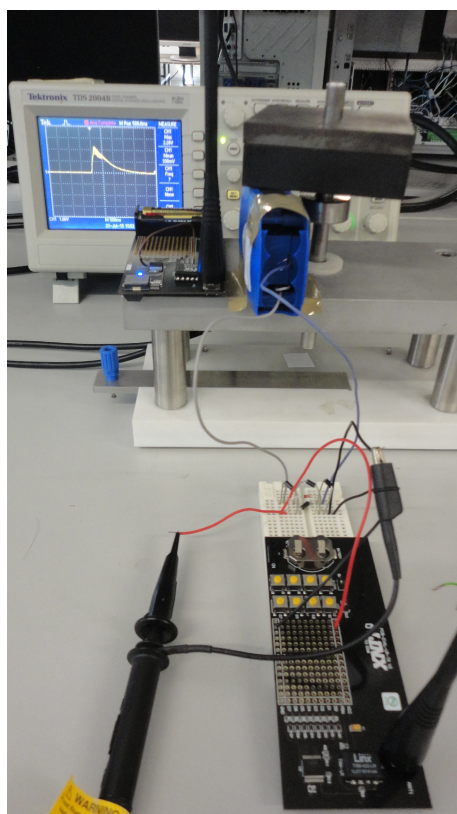


Figura 5.4: Força mínima necessária para o envio do sinal de comando

conter e aproximadamente $20m$ na horizontal nas condições referidas anteriormente. Com estas distâncias, pode-se dizer que outro requisito foi também cumprido.

Por fim, foi testada a potência definida que este dispositivo devia ser capaz de suportar. Segundo a folha de características do relé utilizado para a comutação da carga, este está preparado para uma potência de $1.2KVA$. Contudo, não se chegou a levar ao limite, tendo sido apenas testando com um termo ventilador elétrico de $600W$, equivalente a $750KVA$. Como seria de esperar, o circuito comportou-se normalmente, ligando e desligando o termo ventilador quando era pressionado o interruptor. Com estes testes pode-se concluir que o funcionamento do equipamento está de acordo com o pretendido e que cumpre os requisitos impostos.

5.5 Conclusão

Neste capítulo foram realizadas as verificações necessárias para validar o correto funcionamento do interruptor assim como o custo associado à produção e venda do produto final. Ao implementar em *breadboard* os circuitos apresentados anteriormente foi possível testar o funcionamento de todas as partes constituintes do projeto. O teste funcional foi concluído com sucesso, uma vez que após interligar os constituintes do projeto, o interruptor funcionou como era esperado. Apenas pressionando uma vez no interruptor este ligava ou desligava a lâmpada consoante

o seu estado anterior.

Realizou-se uma análise ao custo final deste produto tendo chegado a um valor de 38.5€ para a aquisição dos componentes necessários. Contudo, este valor não inclui o desconto associado à compra em grandes quantidades, nem o custo de produção das placas de circuito impresso. Ao contabilizar estes dois aspetos importantes prevê-se um preço de comercialização de aproximadamente 50€.

Teve-se também em conta duas outras características deste produto: a força necessária a aplicar no interruptor e a distância máxima de comunicação. Necessitando de 14.7N para enviar corretamente o sinal de comando e atingindo distâncias superiores a 10m dentro de um edifício foram respeitados os requisitos propostos.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais de todo o trabalho desenvolvido nesta dissertação, juntamente com uma lista de sugestões para possível trabalho futuro.

6.1 Conclusões

Sendo o objetivo deste projeto de desenvolver um interruptor sem alimentação capaz de enviar um sinal de comando através de uma rede sem fios, para ligar ou desligar um circuito de iluminação, foram analisadas as várias partes constituintes deste projeto. Para a alimentação do interruptor estudaram-se vários tipos de EH. Uma vez que o interruptor deve funcionar dentro e fora de casa e a qualquer altura do dia, só dois tipos de EH foram considerados: a piezoelectricidade e a IEM. Para a determinação do tipo de EH mais vantajoso para esta aplicação realizaram-se várias experiências com diferentes transdutores. Estas experiências foram realizadas pensando sempre na forma como o interruptor será utilizado na prática: através de um toque.

Para o envio do sinal de comando realizaram-se estudos relativos aos tipos e às metodologias de envio existentes, concluindo-se que, para este caso em particular, a utilização de uma comunicação RF usando frequências *sub – GHz* é o tipo de comunicação mais vantajoso. De facto, quando a informação a enviar é reduzida, não existe uma grande preocupação com a velocidade de envio. Por outro lado, não é garantido que não existam obstáculos entre o emissor e o recetor. Assim, nestas condições, as frequências *sub – GHz* são mais utilizadas. A metodologia utilizada consiste em codificar e modular um sinal previamente definido, que será posteriormente descodificado pelo recetor. Para verificar quais as melhores alternativas a utilizar testaram-se dois módulos com estas características, sendo que a grande diferença entre eles é o consumo medido. Uma vez que neste projeto a energia existente é reduzida optou-se pelos módulos de menor consumo. Os módulos da Linx Technologies funcionam a 433MHz e enviam o sinal de comando consumindo apenas 1mJ. Para fornecer esta energia o transdutor de EH escolhido foi o dínamo, uma vez que é capaz de produzir até 3.92mJ quando submetido a força de 19.6N.

Relativamente ao módulo recetor, concluiu-se que a fonte capacitiva com retificação de onda completa é a melhor solução para alimentar o circuito. Entre as restantes alternativas, esta foi a fonte escolhida uma vez que tem um custo reduzido sem comprometer o tamanho circuito.

Após a implementação da arquitetura proposta verificou-se o correto funcionamento do projeto desenvolvido e validaram-se os requisitos propostos.

6.2 Trabalho futuro

Nesta secção são apresentadas possíveis alterações ao projeto desenvolvido.

Como discutido ao longo deste documento, os rendimentos associados à conversão de energia para o transdutor escolhido são muito reduzidos. Para se conseguir aproveitar de uma forma mais eficaz a energia utilizada pode-se alterar as seguintes características:

- Substituir o íman magnético deste transdutor por um íman com uma indução magnética superior;
- Aumentar o número de espiras existentes na bobina, utilizando mais fio ou um fio com um diâmetro mais reduzido;
- Substituir as partes plásticas fundamentais para o funcionamento, por um material com menos desgaste e capaz de manter o rendimento energético em cada desmultiplicação associada à rotação;
- Desenvolver o projeto mecânico do interruptor de forma a que vá de encontro ao design dos interruptores de iluminação comuns.

Estas alterações significam um aumento no custo do transdutor, mas desta forma reduziria-se a força necessária para o funcionamento do interruptor.

Relativamente ao envio do sinal de comando através de uma rede sem fios, será necessário analisar as distâncias máximas para a comunicação aquando da passagem dos módulos de prototipagem para placas de circuito impresso. De facto, uma vez que para reduzir o tamanho dos módulos RF é necessário utilizar um tipo de antenas diferente, a distância máxima de comunicação pode ser inferior.

Referências

- [1] James M. Conrad Sravanthi Chalasani. A survey of energy harvesting sources for embedded systems. *Southeastcon, 2008. IEEE*, 2008.
- [2] Daniel C. Comeaga Cristian Necula, Bogdan Grănescu. A survey of energy harvesting as power supply for mechatronic systems. *The Romanian Review Precision Mechanics, Optics & Mechatronics*, 2014.
- [3] Luca Benini Alex S. Weddell, Michele Magno. A survey of multi-source energy harvesting systems. *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition, 2013*, 2013.
- [4] R. Mertens R.J.M. Vullers, R. Van Schaijk. Micropower energy harvesting. *Solid-State Eletronics*, 2009.
- [5] Josué Lima Morais. *Sistemas Fotovoltaicos, da teoria à prática*. PUBLINDUSTRIA, 2009.
- [6] Four Peaks Technologies, fevereiro 2015. Solar Cell Central, disponível em <http://solarcellcentral.com/index.html>.
- [7] Jr Callaway e Edgar H. *Wireless Sensor Networks*. Auerbach Publications, 2004.
- [8] Thomas Huld e Ewan D. Dunlop, fevereiro 2015. Institute for Environment and Sustainability, disponível em <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php>.
- [9] G.N. Snyder E.E Lawrence. A study of heat sink performance in air and soil for use in a thermoelectric energy harvesting device. *Solid-State Eletronics*, 2009.
- [10] Snyder G J Caillat T, Fleurial J P. Development of high efficiency segmented thermoelectric unicouples. *Thermoelectrics, 2001. Proceedings ICT 2001. XX International Conference on*, 2001.
- [11] Ltd APC International. *Piezoelectric Ceramics: Principles and Applications*. APC International, 2002.
- [12] Raghu Das. *Piezoelectric Energy Harvesting 2013-2023: Forecasts, Technologies, Players*. IDTechEx, 2013.
- [13] Jearl Walker David Halliday, Robert Resnick. *Fundamentos de Física 3 - Eletromagnetismo - 9ª Ed*. LTC, 2012.
- [14] TX Austin. Key priorities for sub-ghz wireless deployment. Relatório técnico, Silicon Laboratories, 2013.
- [15] Reghu Rajan. Ultra-low power short range radio transceivers. Relatório técnico, Microsemi, 2013.

- [16] Four Peaks Technologies, dezembro 2009. Regulatory framework for electronic communications in the European Union.
- [17] Frank Ohrtman. *Voice Over 802.11*. Artech House, 2004.
- [18] fevereiro 2015. Bluetooth, disponível em <https://www.bluetooth.org/en-us>.
- [19] fevereiro 2015. Zigbee, disponível em <http://www.zigbee.org/>.
- [20] Holtek. *HT12A/HT12E manual*, rev. 1.20 edição, february 2009.
- [21] fevereiro 2015. EnOcean, disponível em <https://www.enocean-alliance.org/en/products/>.
- [22] fevereiro 2015. Cherry, disponível em <http://cherryswitches.com/us/energy-harvesting-product-range/>.
- [23] Emma Louise Worthington. *Piezoelectric Energy Harvesting: Enhancing Power Output by Device Optimisation and Circuit Techniques*. Tese de doutoramento, Cranfield University, agosto 2010.
- [24] maio 2015. Linhas de campo de um íman, disponível em <http://www.colegioweb.com.br/eletromagnetismo/o-que-e-eletromagnetismo.html>.
- [25] João Pedro Assumpção Bastos. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*. UFSC, 2004.
- [26] Supermagnete. *S-06-10-N manual*, rev. novembro 2011 edição.
- [27] Fairchild semiconductor. *1N5817 - 1N5819 Schottky Barrier Rectifier manual*, rev. c2 edição, novembro 2010.
- [28] *Jolly Line Kit 433MHz manual*, 2013.
- [29] maio 2015. Linx Technologies MS series, disponível em <https://www.linxtechnologies.com/en/products/modules/ms-encoder-decoder>.
- [30] maio 2015. Linx Technologies LR series, disponível em <https://www.linxtechnologies.com/en/products/modules/lr-rf-transmitter-receiver>.
- [31] maio 2015. Linx Technologies módulos 433MHz, disponível em <https://www.linxtechnologies.com/en/products/modules/kits/lr-rf-transmitter-receiver-eval>.
- [32] Designer circuits. Transformerless power supply design. Relatório técnico, Designer circuits, 2014.
- [33] Fujitsu. *POWER RELAY 1 POLE - 5A/10A Medium Load Control manual*, rev. abril 2012 edição, 2012.
- [34] Texas Instruments. *LM1086 manual*, rev. abril 2015 edição, julho 2000.